

การวิเคราะห์คุณสมบัติและการแพร่กระจายของท่อนำคลื่นและ  
สายไมโครสตริปแบบไม่ต่อเนื่องโดยใช้วิธี FDTD

ANALYSIS OF PROPAGATION CHARACTERISTICS OF DISCONTINUOUS  
WAVEGUIDES AND MICROSTRIP LINES USING THE FDTD METHOD

พิชญ์ สุพรรณกุล  
PICHAYA SUPANAKOON

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2543

ISBN 974-622-695-9

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การวิเคราะห์คุณลักษณะการแพร่กระจายของท่อนำคลื่นและ  
สายไมโครสตริปแบบไม่ต่อเนื่องโดยใช้วิธี FDTD

ANALYSIS OF PROPAGATION CHARACTERISTICS OF DISCONTINUOUS  
WAVEGUIDES AND MICROSTRIP LINES USING THE FDTD METHOD



พิชญ สุพรรณกุล

PICHAYA SUPANAKOON

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2543

ISBN 974-622-695-9

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน... 35433  
วัน, เดือน, ปี 25 ๕๕.๒. 2543

**ANALYSIS OF PROPAGATION CHARACTERISTICS OF DISCONTINUOUS  
WAVEGUIDES AND MICROSTRIP LINES USING THE FDTD METHOD**

**PICHAYA SUPANAKOON**

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING  
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

**2000**

**ISBN 974-622-695-9**

**COPYRIGHT 2000**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์คุณลักษณะการแพร่กระจายของท่อนำคลื่นและสายไมโครสตริบแบบไม่ต่อเนื่องโดยใช้วิธี FDTD
นักศึกษา	นายพิชญ สุพรรณกุล
รหัสประจำตัว	41061007
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2543
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ประกิจ ดังดีसानนท์

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการวิเคราะห์คุณลักษณะการแพร่กระจายของท่อนำคลื่นและสายไมโครสตริบแบบไม่ต่อเนื่องโดยใช้วิธี FDTD โดยได้แบ่งการวิเคราะห์ออกเป็น 3 ส่วน ส่วนแรก จะทำการวิเคราะห์หาพารามิเตอร์ที่เหมาะสม และศึกษารูปแบบการแบ่ง PML ที่ทำให้มีค่าผิดพลาดน้อยที่สุด ส่วนที่สองทำการวิเคราะห์ท่อนำคลื่นแบบไม่ต่อเนื่อง โดยได้ทำการวิเคราะห์ท่อนำคลื่นแบบทำมุมตั้งฉากทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก และท่อนำคลื่นแบบข้อต่อ T ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ได้แสดงการแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในทิศทางการกระดุน และพารามิเตอร์ S โดยเปรียบเทียบกับวิธีองค์ประกอบจำกัด (FEM) และวงจรมูล ท้ายสุด จะทำการวิเคราะห์สายไมโครสตริบแบบไม่ต่อเนื่อง โดยได้ทำการวิเคราะห์สายไมโครสตริบแบบปลายเปิด, แบบทำมุมตั้งฉาก, แบบช่องบาก, แบบช่องคอ, แบบขึ้นตามความกว้าง, แบบข้อต่อ T และแบบข้อต่อคดขวาง ได้แสดงการแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในทิศทางการกระดุน และพารามิเตอร์ S โดยเปรียบเทียบกับวิธีโมเมนต์ (MM), วิธีองค์ประกอบจำกัด และวงจรมูล

**Thesis Title**      Analysis of Propagation Characteristics of Discontinuous Waveguides and  
Microstrip Lines Using the FDTD Method

**Student**            Mr. Pichaya Supanakoon

**Student ID.**        41061007

**Degree**            Master of Engineering

**Programme**        Electrical Engineering

**Year**                2000

**Thesis Advisor**    Assoc.Prof.Prakit Tangtisanon

### ABSTRACT

This thesis presents the analysis of discontinuous waveguides and microstrip lines by using the FDTD method. There are three processes in analyzing the waveguides and microstrip lines. First, the appropriate parameters and graded PML loss are studied and the accuracy of FDTD method is validated. Second, four different types of discontinuous waveguides, which are the H-plane corner, E-plane corner, H-plane T-junction, and E-plane T-junction discontinuous waveguides, are analyzed. The radiation of electric field in excited direction is presented. Then, computed S parameters are compared with finite element method (FEM) and equivalent circuit. Finally, seven discontinuous microstrip lines such as open-end, bend, notch, gap, step in width, T-junction and cross-junction discontinuous microstrip lines are analyzed. Moreover, the radiation of electric field in excited direction is presented. And computed S parameters are also compared with moment method (MM), finite element method and equivalent circuit.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำ ซึ่งแนะแนวทางการแก้ปัญหา รวมทั้งตรวจทานวิทยานิพนธ์นี้จาก รองศาสตราจารย์ประกิจ ตั้งศิษานนท์ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ อาจารย์สถาพร พรหมวงศ์ ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม ที่ให้คำแนะนำแนวทางการวิเคราะห์ทางทฤษฎี ช่วยเหลือแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้น รวมทั้งช่วยฝึกฝนให้มีความสามารถในการทำวิจัยได้ดี และช่วยตรวจทานวิทยานิพนธ์นี้

ขอขอบพระคุณ อาจารย์มนต์ชัย แซ่มซ้อย ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม ที่ช่วยแนะนำทฤษฎีอื่น ๆ ที่เกี่ยวข้อง และช่วยตรวจทานวิทยานิพนธ์นี้

ขอขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม ที่ให้การสนับสนุนในการทำวิจัย และอำนวยความสะดวกทางด้านสถานที่ และให้กำลังใจมาโดยตลอด

ขอขอบพระคุณ บิดาและมารดา ที่ช่วยเหลือและให้กำลังใจในการทำงานกับผู้วิจัยมาโดยตลอด

ขอขอบคุณ เพื่อน ๆ นักศึกษาทุกคนที่ช่วยเหลือให้คำแนะนำ ให้กำลังใจ และช่วยตรวจทานวิทยานิพนธ์นี้จนสำเร็จสมบูรณ์

สุดท้ายขอขอบคุณ บัณฑิตวิทยาลัยที่ได้ให้ทุนสนับสนุนในการทำวิทยานิพนธ์ครั้งนี้ คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยขอมอบให้แก่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

พิชญ์ สุพรรณกุล

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย .....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .....	II
กิตติกรรมประกาศ .....	III
สารบัญ .....	IV
สารบัญรูป .....	VII
รายการคำย่อและสัญลักษณ์ .....	XIII
บทที่ 1 บทนำ .....	1
1.1 บทนำ .....	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ .....	1
1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์ .....	2
1.4 โครงร่างของวิทยานิพนธ์ .....	2
บทที่ 2 วิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา .....	4
2.1 บทนำ .....	4
2.2 แนวความคิดของอี .....	4
2.3 สมการผลต่างสี่บเนื่อง .....	8
2.4 เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข .....	11
2.5 เงื่อนไขขอบเขตการคูณแบบขั้นแมตซ์สมบูรณ์ .....	14
2.6 การทำขั้นเวลาแบบเอกซ์โพเนนเชียล .....	18
2.7 การทำแบบจำลองของแหล่งกำเนิดที่มีความต้านทานและตัวต้านทาน .....	20
2.8 การหาพารามิเตอร์ $S$ โดยใช้วิธี FDTD .....	21
2.9 สรุป .....	23
บทที่ 3 ทฤษฎีการวิเคราะห์ท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก .....	24
3.1 บทนำ .....	24
3.2 คุณสมบัติของท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก .....	24
3.3 ท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากแบบไม่ต่อเนื่อง .....	27
3.3.1 ท่อนำคลื่นแบบทำมุมตั้งฉากในระนาบสนามไฟฟ้า .....	28

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.3.2 ท่อนำคลื่นแบบทำมุมตั้งฉากในระนาบสนามแม่เหล็ก .....	29
3.3.3 ท่อนำคลื่นแบบข้อต่อ T ในระนาบสนามไฟฟ้า .....	31
3.3.4 ท่อนำคลื่นแบบข้อต่อ T ในระนาบสนามแม่เหล็ก .....	33
3.4 สรุป .....	35
<b>บทที่ 4 ทฤษฎีการวิเคราะห์สายไมโครสตริป .....</b>	<b>36</b>
4.1 บทนำ .....	36
4.2 คุณสมบัติของสายไมโครสตริป .....	36
4.3 สายไมโครสตริปแบบไม่ต่อเนื่อง .....	41
4.3.1 สายไมโครสตริปแบบปลายเปิด .....	41
4.3.2 สายไมโครสตริปแบบทำมุมตั้งฉาก .....	42
4.3.3 สายไมโครสตริปแบบช่องบาก .....	43
4.3.4 สายไมโครสตริปแบบช่องค่อ .....	45
4.3.5 สายไมโครสตริปแบบชั้นตามความกว้าง .....	47
4.3.6 สายไมโครสตริปแบบข้อต่อ T .....	49
4.3.7 สายไมโครสตริปแบบข้อต่อคัดขวาง .....	51
4.4 สรุป .....	54
<b>บทที่ 5 การวิเคราะห์ PML ABC</b>	
5.1 ขั้นตอนการทดสอบหาความเที่ยงตรงของ PML ABC .....	55
5.2 ความเที่ยงตรงของ PML ABC แบบ 4 เซลล์ .....	59
5.3 ความเที่ยงตรงของ PML ABC แบบ 8 เซลล์ .....	61
5.4 ความเที่ยงตรงของ PML ABC แบบ 12 เซลล์ .....	63
5.5 ความเที่ยงตรงของ PML ABC แบบ 16 เซลล์ .....	65
<b>บทที่ 6 การวิเคราะห์ท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากแบบไม่ต่อเนื่อง .....</b>	<b>67</b>
6.1 บทนำ .....	67
6.2 ขั้นตอนการวิเคราะห์ .....	67

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

6.3 การวิเคราะห์ท่อนำคลื่นแบบทำมุมตั้งฉากในระนาบสนามไฟฟ้า .....	70
6.4 การวิเคราะห์ท่อนำคลื่นแบบทำมุมตั้งฉากในระนาบสนามแม่เหล็ก .....	73
6.5 การวิเคราะห์ท่อนำคลื่นแบบข้อต่อ T ในระนาบสนามไฟฟ้า .....	75
6.6 การวิเคราะห์ท่อนำคลื่นแบบข้อต่อ T ในระนาบสนามแม่เหล็ก .....	80
<b>บทที่ 7 การวิเคราะห์สายไมโครสตริปแบบไม่ต่อเนื่อง .....</b>	<b>84</b>
7.1 บทนำ .....	84
7.2 ขั้นตอนการวิเคราะห์ .....	84
7.3 การวิเคราะห์สายไมโครสตริปแบบปลายเปิด .....	89
7.4 การวิเคราะห์สายไมโครสตริปแบบทำมุมตั้งฉาก .....	97
7.5 การวิเคราะห์สายไมโครสตริปแบบช่องบาก .....	92
7.6 การวิเคราะห์สายไมโครสตริปแบบข้อต่อ .....	95
7.7 การวิเคราะห์สายไมโครสตริปแบบขึ้นตามความกว้าง .....	97
7.8 การวิเคราะห์สายไมโครสตริปแบบข้อต่อ T .....	100
7.9 การวิเคราะห์สายไมโครสตริปแบบข้อต่อตัดขวาง .....	103
<b>บทที่ 8 สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ .....</b>	<b>106</b>
<b>เอกสารอ้างอิง .....</b>	<b>109</b>
<b>ภาคผนวก ก. บทความวิจัยที่ได้รับตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์ .....</b>	<b>111</b>
<b>ประวัติผู้เขียน .....</b>	<b>126</b>

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ตำแหน่งของส่วนประกอบเวกเตอร์สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในหน่วยเซลล์ลูกบาศก์ตามแนวความคิดของยี	6
2.2 แบบแผนชั้นเวลาชีพรอกตามแนวความคิดของยี สำหรับการแพร่กระจายของคลื่นในหนึ่งมิติ	7
2.3 โครงสร้างของกริด FDTD สองมิติที่มี PML ABC	17
2.4 แหล่งกำเนิดแรงดันที่มีความต้านทาน $R_s$	21
2.5 แรงดัน กระแส และความต้านทาน สำหรับวงจรขั้วสองพอร์ต	22
3.1 รูปทรงทางเรขาคณิตและระบบพิกัดของ โครงสร้างท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก	24
3.2 ท่อนำคลื่นแบบทำมุมตั้งฉากในระนาบสนามไฟฟ้า: (a) รูปทรงทางเรขาคณิต; (b) วงจรสมมูล	28
3.3 ท่อนำคลื่นแบบทำมุมตั้งฉากในระนาบสนามแม่เหล็ก: (a) รูปทรงทางเรขาคณิต; (b) วงจรสมมูล	30
3.4 ท่อนำคลื่นแบบข้อต่อ T ในระนาบสนามไฟฟ้า: (a) รูปทรงทางเรขาคณิต; (b) วงจรสมมูล	32
3.5 ท่อนำคลื่นแบบข้อต่อ T ในระนาบสนามแม่เหล็ก: (a) รูปทรงทางเรขาคณิต; (b) วงจรสมมูล	34
4.1 รูปทรงทางเรขาคณิตและระบบพิกัดของ โครงสร้างสายไมโครสตริป	36
4.2 สายไมโครสตริปแบบปลายเปิด: (a) รูปทรงทางเรขาคณิต; (b) วงจรสมมูล	41
4.3 สายไมโครสตริปแบบทำมุมตั้งฉาก: (a) รูปทรงทางเรขาคณิต; (b) วงจรสมมูล	42
4.4 สายไมโครสตริปแบบช่องบาก: (a) รูปทรงทางเรขาคณิต; (b) วงจรสมมูล	44
4.5 สายไมโครสตริปแบบช่องต่อ: (a) รูปทรงทางเรขาคณิต; (b) วงจรสมมูล	45
4.6 สายไมโครสตริปแบบขั้นตามความกว้าง: (a) รูปทรงทางเรขาคณิต; (b) วงจรสมมูล	47
4.7 สายไมโครสตริปแบบข้อต่อ T: (a) รูปทรงทางเรขาคณิต; (b) วงจรสมมูล	49
4.8 สายไมโครสตริปแบบข้อต่อคัควาง: (a) รูปทรงทางเรขาคณิต; (b) วงจรสมมูล	52
5.1 โดเมนการคำนวณที่ใช้ทดสอบ ( $D_T$ ) และโดเมนการคำนวณที่ใช้เปรียบเทียบ ( $D_R$ )	55
5.2 รูปคลื่นพัลส์ที่ใช้ทดสอบ	56
5.3 ขั้นตอนการทดสอบหาความเที่ยงตรงของ PML ABC	58

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.4 กราฟแสดงค่าผิดพลาดวงกว้างเทียบกับ $R(0)$ โดยที่กำหนดให้ $N = 3$ , $N = 5$ และ $N = 6$ .....	59
5.5 กราฟแสดงค่าผิดพลาดวงกว้างเทียบกับ $N$ โดยที่กำหนดให้ $R(0) = 1 \times 10^{-2}$ , $R(0) = 1 \times 10^{-4}$ และ $R(0) = 1 \times 10^{-7}$ .....	60
5.6 กราฟแสดงค่าผิดพลาดวงกว้างในแต่ละชั้นเวลา โดยที่กำหนดให้ $N = 3$ กับ $R(0) = 1 \times 10^{-2}$ , $N = 3$ กับ $R(0) = 1 \times 10^{-4}$ และ $N = 6$ กับ $R(0) = 1 \times 10^{-2}$ .....	60
5.7 กราฟแสดงค่าผิดพลาดวงกว้างเทียบกับ $R(0)$ โดยที่กำหนดให้ $N = 3$ , $N = 4$ และ $N = 5$ .....	61
5.8 กราฟแสดงค่าผิดพลาดวงกว้างเทียบกับ $N$ โดยที่กำหนดให้ $R(0) = 1 \times 10^{-4}$ , $R(0) = 1 \times 10^{-5}$ และ $R(0) = 1 \times 10^{-6}$ .....	62
5.9 กราฟแสดงค่าผิดพลาดวงกว้างในแต่ละชั้นเวลา โดยที่กำหนดให้ $N = 3$ กับ $R(0) = 1 \times 10^{-4}$ , $N = 3$ กับ $R(0) = 1 \times 10^{-5}$ และ $N = 4$ กับ $R(0) = 1 \times 10^{-4}$ .....	62
5.10 กราฟแสดงค่าผิดพลาดวงกว้างเทียบกับ $R(0)$ โดยที่กำหนดให้ $N = 3$ , $N = 5$ และ $N = 6$ .....	63
5.11 กราฟแสดงค่าผิดพลาดวงกว้างเทียบกับ $N$ โดยที่กำหนดให้ $R(0) = 1 \times 10^{-5}$ , $R(0) = 1 \times 10^{-6}$ และ $R(0) = 1 \times 10^{-7}$ .....	64
5.12 กราฟแสดงค่าผิดพลาดวงกว้างในแต่ละชั้นเวลา โดยที่กำหนดให้ $N = 4$ กับ $R(0) = 1 \times 10^{-6}$ , $N = 4$ กับ $R(0) = 1 \times 10^{-7}$ และ $N = 5$ กับ $R(0) = 1 \times 10^{-6}$ .....	64
5.13 กราฟแสดงค่าผิดพลาดวงกว้างเทียบกับ $R(0)$ โดยที่กำหนดให้ $N = 3$ , $N = 5$ และ $N = 6$ .....	65
5.14 กราฟแสดงค่าผิดพลาดวงกว้างเทียบกับ $N$ โดยที่กำหนดให้ $R(0) = 1 \times 10^{-7}$ , $R(0) = 1 \times 10^{-8}$ และ $R(0) = 1 \times 10^{-9}$ .....	66
5.15 กราฟแสดงค่าผิดพลาดวงกว้างในแต่ละชั้นเวลา โดยที่กำหนดให้ $N = 5$ กับ $R(0) = 1 \times 10^{-7}$ , $N = 5$ กับ $R(0) = 1 \times 10^{-8}$ และ $N = 5$ กับ $R(0) = 1 \times 10^{-9}$ .....	66
6.1 ขั้นตอนการวิเคราะห์ที่นำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากแบบไม่ต่อเนื่องโดยใช้วิธี FDTD .....	69
6.2 กราฟแสดงแหล่งกำเนิดแรงดันในโดเมนเวลา .....	70
6.3 กราฟแสดงแหล่งกำเนิดแรงดันในโดเมนความถี่ .....	70
6.4 ขนาดของท่อนำคลื่นแบบทำมุมตั้งฉากในระนาบสนามไฟฟ้าที่ทำการวิเคราะห์ .....	71

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.5 การแผ่กระจายของสนาม $E_z$ ที่ระนาบ $xy$ เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1 .....	71
6.6 การแผ่กระจายของสนาม $E_y$ ที่ระนาบ $xz$ เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1 .....	72
6.7 กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{11}$ และ $S_{22}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก FEM และวงจรสมมูล .....	72
6.8 กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{12}$ และ $S_{21}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก FEM และวงจรสมมูล .....	73
6.9 ขนาดของท่อนำคลื่นแบบทามมตั้งฉากในระนาบสนามแม่เหล็กที่ทำการวิเคราะห์ .....	73
6.10 การแผ่กระจายของสนาม $E_z$ ที่ระนาบ $xy$ เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1 .....	74
6.11 กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{11}$ และ $S_{22}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก FEM และวงจรสมมูล .....	74
6.12 กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{12}$ และ $S_{21}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก FEM และวงจรสมมูล .....	75
6.13 ขนาดของท่อนำคลื่นแบบข้อต่อ T ในระนาบสนามไฟฟ้าที่ทำการวิเคราะห์ .....	75
6.14 การแผ่กระจายของสนาม $E_z$ ที่ระนาบ $xy$ เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1 .....	76
6.15 การแผ่กระจายของสนาม $E_y$ ที่ระนาบ $xz$ เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1 .....	76
6.16 การแผ่กระจายของสนาม $E_y$ ที่ระนาบ $xz$ เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 3 .....	77
6.17 การแผ่กระจายของสนาม $E_z$ ที่ระนาบ $xy$ เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 3 .....	78
6.18 กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{11}$ และ $S_{22}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก FEM และวงจรสมมูล .....	78
6.19 กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{12}$ และ $S_{21}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก FEM และวงจรสมมูล .....	79
6.20 กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{13}$ , $S_{23}$ , $S_{31}$ และ $S_{32}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์ โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก FEM และวงจรสมมูล .....	79
6.21 กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{33}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบ กับผลที่ได้จาก FEM และวงจรสมมูล .....	80
6.22 ขนาดของท่อนำคลื่นแบบข้อต่อ T ในระนาบสนามแม่เหล็กที่ทำการวิเคราะห์ .....	80
6.23 การแผ่กระจายของสนาม $E_z$ ที่ระนาบ $xy$ เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1 .....	81
6.24 การแผ่กระจายของสนาม $E_z$ ที่ระนาบ $xy$ เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 3 .....	81

## สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.25	กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{11}$ และ $S_{22}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก FEM และวงจรสมมูล .....82
6.26	กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{12}$ และ $S_{21}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก FEM และวงจรสมมูล .....82
6.27	กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{13}$ , $S_{23}$ , $S_{31}$ และ $S_{32}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก FEM และวงจรสมมูล .....83
6.28	กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{33}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบ กับผลที่ได้จาก FEM และวงจรสมมูล .....83
7.1	กราฟแสดงแหล่งกำเนิดแรงดันในสมการ (7.1) ในโดเมนเวลา .....86
7.2	กราฟแสดงแหล่งกำเนิดแรงดันในสมการ (7.1) ในโดเมนความถี่ .....86
7.3	กราฟแสดงแหล่งกำเนิดแรงดันในสมการ (7.2) ในโดเมนเวลา .....87
7.4	กราฟแสดงแหล่งกำเนิดแรงดันในสมการ (7.2) ในโดเมนความถี่ .....87
7.5	กราฟแสดงแหล่งกำเนิดแรงดันในสมการ (7.3) ในโดเมนเวลา .....88
7.6	กราฟแสดงแหล่งกำเนิดแรงดันในสมการ (7.3) ในโดเมนความถี่ .....88
7.7	ขนาดของสายไมโครสตริปแบบปลายเปิดที่ทำการวิเคราะห์ .....89
7.8	การแผ่กระจายของสนาม $E_z$ ที่ระนาบ $xy$ เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1 .....89
7.9	กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{11}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรสมมูล .....90
7.10	ขนาดของสายไมโครสตริปแบบทำมุมตั้งฉากที่ทำการวิเคราะห์ .....91
7.11	การแผ่กระจายของสนาม $E_z$ ที่ระนาบ $xy$ เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1 .....91
7.12	กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{11}$ และ $S_{22}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรสมมูล .....92
7.13	กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{12}$ และ $S_{21}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรสมมูล .....92
7.14	ขนาดของสายไมโครสตริปแบบช่องบากที่ทำการวิเคราะห์ .....93
7.15	การแผ่กระจายของสนาม $E_z$ ที่ระนาบ $xy$ เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1 .....93
7.16	กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{11}$ และ $S_{22}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรสมมูล .....94

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
7.17 กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{12}$ และ $S_{21}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรมุมล	94
7.18 ขนาดของสายไมโครสตริปแบบช่องค่อที่ทำการวิเคราะห์	95
7.19 การแผ่กระจายของสนาม $E_z$ ที่ระนาบ $xy$ เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1	95
7.20 กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{11}$ และ $S_{22}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรมุมล	96
7.21 กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{12}$ และ $S_{21}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรมุมล	96
7.22 ขนาดของสายไมโครสตริปแบบชั้นตามความกว้างที่ทำการวิเคราะห์	97
7.23 การแผ่กระจายของสนาม $E_z$ ที่ระนาบ $xy$ เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1	97
7.24 การแผ่กระจายของสนาม $E_z$ ที่ระนาบ $xy$ เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 2	98
7.25 กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{11}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรมุมล	98
7.26 กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{12}$ และ $S_{21}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรมุมล	99
7.27 กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{22}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรมุมล	99
7.28 ขนาดของสายไมโครสตริปแบบข้อต่อ T ที่ทำการวิเคราะห์	100
7.29 การแผ่กระจายของสนาม $E_z$ ที่ระนาบ $xy$ เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1	100
7.30 การแผ่กระจายของสนาม $E_z$ ที่ระนาบ $xy$ เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 3	101
7.31 กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{11}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรมุมล	101
7.32 กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{12}$ , $S_{13}$ , $S_{21}$ และ $S_{31}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรมุมล	102
7.33 กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{23}$ และ $S_{32}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรมุมล	102
7.34 กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{22}$ และ $S_{33}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรมุมล	103

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
7.35	ขนาดของสายไมโครสตริปแบบข้อต่อตัดขวางที่ทำการวิเคราะห์ .....103
7.36	การแผ่กระจายของสนาม $E_z$ ที่ระนาบ $xy$ เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1 .....104
7.37	กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{11}$ , $S_{22}$ , $S_{33}$ และ $S_{44}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์ โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรมุมล .....104
7.38	กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{12}$ , $S_{13}$ , $S_{21}$ , $S_{24}$ , $S_{31}$ , $S_{34}$ , $S_{42}$ และ $S_{43}$ ที่ได้จากการ วิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรมุมล .....105
7.39	กราฟแสดงพารามิเตอร์ $S_{14}$ , $S_{23}$ , $S_{32}$ และ $S_{41}$ ที่ได้จากการวิเคราะห์ โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรมุมล .....105
8.1	กราฟแสดงค่าผิดพลาดวงกว้างในแต่ละชั้นเวลาที่ดีที่สุดที่สุดของ PML แบบ 4 ชั้น, 8 ชั้น, 12 ชั้น และ 16 ชั้น .....107

## รายการคำย่อและสัญลักษณ์

เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (Absorbing Boundary Condition)	ABC
ผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงจำกัด โดเมนเวลา (Finite Difference Time Domain)	FDTD
วิธีองค์ประกอบจำกัด (Finite Element Method)	FEM
วิธีโมเมนต์ (Moment Method)	MM
ชั้นแมตช์สมบูรณ์ (Perfectly Matched Layer)	PML
สนามไฟฟ้าตัดขวาง (Transverse Electric)	TE
สนามแม่เหล็กไฟฟ้าตัดขวาง (Transverse ElectroMagnetic)	TEM
สนามแม่เหล็กตัดขวาง (Transverse Magnetic)	TM
แอมแปร์ (Ampere)	<i>A</i>
เดซิเบล (Decibel)	<i>dB</i>
ฟารัด (Farad)	<i>F</i>
เฮนรี (Henry)	<i>H</i>
เฮิรตซ์ (Hertz)	<i>Hz</i>
จูล (Joule)	<i>J</i>
เมตร (Meter)	<i>m</i>
มิลลิเมตร (Millimeter)	<i>mm</i>
เนเพอร์ (Neper)	<i>Np</i>
เรเดียน (Radian)	<i>rad</i>
วินาที (Second)	<i>s</i>
โวลต์ (Volt)	<i>V</i>
วัตต์ (Watt)	<i>W</i>
โอห์ม (Ohm)	$\Omega$
ความกว้างหน้าตัดของท่อนำคลื่น (Cross-section width), <i>m</i>	<i>a</i>
ซัสเซปแทนซ์ (Susceptance), $\Omega^{-1}$	<i>B</i>
ความสูงหน้าตัดของท่อนำคลื่น (Cross-section height), <i>m</i>	<i>b</i>
ความจุไฟฟ้า (Capacitance), <i>F</i>	<i>C</i>
ความเร็วแสง (Velocity of light), $c = f\lambda = 1/\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \approx 3 \times 10^8, m/s$	<i>c</i>

## รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

โดเมนเปรียบเทียบ (Reference domain)	$D_R$
โดเมนทดสอบ (Test domain)	$D_T$
เวกเตอร์สนามไฟฟ้า (Electric field vector), $Vm^{-1}$	$\vec{E}$
สนามไฟฟ้าที่ตำแหน่งแหล่งกำเนิด (Electric field at source location), $Vm^{-1}$	$E_S$
สนามไฟฟ้าในทิศทาง $x$ (Electric field in $x$ -direction), $Vm^{-1}$	$E_x$
สนามไฟฟ้าในทิศทาง $y$ (Electric field in $y$ -direction), $Vm^{-1}$	$E_y$
สนามไฟฟ้าในทิศทาง $z$ (Electric field in $z$ -direction), $Vm^{-1}$	$E_z$
ค่าผิดพลาดวงกว้าง (Global error), $J$	$e_{global}$
ความถี่ (Frequency), $Hz$	$f$
ความถี่คัทออฟ (Cut-off frequency), $Hz$	$f_c$
ความนำ (Conductance), $\Omega^{-1}$	$G$
เวกเตอร์สนามแม่เหล็ก (Magnetic field vector), $Am^{-1}$	$\vec{H}$
สนามแม่เหล็กในทิศทาง $x$ (Magnetic field in $x$ -direction), $Am^{-1}$	$H_x$
สนามแม่เหล็กในทิศทาง $y$ (Magnetic field in $y$ -direction), $Am^{-1}$	$H_y$
สนามแม่เหล็กในทิศทาง $z$ (Magnetic field in $z$ -direction), $Am^{-1}$	$H_z$
ความสูงของวัสดุฐานรอง (Substrate height), $m$	$h$
กระแสที่พอร์ท $i$ (Current at port $i$ ), $A$	$I_i$
กระแสที่ผ่านแหล่งกำเนิด (Current through the source), $A$	$I_S$
กระแส (Current), $A$	$i$
จุดกริดในทิศทาง $x$ (Grid point in $x$ -direction)	$i$
จุดกริดในทิศทาง $y$ (Grid point in $y$ -direction)	$j$
จุดกริดในทิศทาง $z$ (Grid point in $z$ -direction)	$k$
หมายเลขคลื่นในอวกาศว่าง (Wave number in free space), $k = 2\pi/\lambda$ , $rad \cdot m^{-1}$	$k$
หมายเลขคลื่นคัทออฟ (Cut-off wave number), $k_c = 2\pi/\lambda_c$ , $rad \cdot m^{-1}$	$k_c$
หมายเลขคลื่นเชิงตัวเลขในทิศทาง $x$ (Numerical wave number in $x$ -direction), $rad \cdot m^{-1}$	$\tilde{k}_x$
หมายเลขคลื่นเชิงตัวเลขในทิศทาง $y$ (Numerical wave number in $y$ -direction), $rad \cdot m^{-1}$	$\tilde{k}_y$

## รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

หมายเลขคลื่นเชิงตัวเลขในทิศทาง $z$ (Numerical wave number in $z$ -direction), $rad \cdot m^{-1}$	$\tilde{k}_z$
ความเหนี่ยวนำ (Inductance), $H$	$L$
ความยาวของสายไมโครสตริปตัวนำ (Conducted microstrip line length), $m$	$l$
อันดับการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียใน PML (Order of graded PML loss)	$N$
ขั้นเวลา (Time step)	$n$
กำลัง (Power), $W$	$P$
ตัวร่วมบรรจุ (Fill factor)	$q$
ความต้านทาน (Resister), $\Omega$	$R$
ความต้านทาน (Resister), $\Omega$	$R_S$
ความต้านทานที่พอร์ท $i$ (Resister at port $i$ ), $\Omega$	$R_{Si}$
สภาพต้านทานพื้นผิว (Surface resistivity), $R_s = \sqrt{\pi f \mu_0 / \sigma}$ , $\Omega m^{-2}$	$R_s$
ตัวร่วมการสะท้อนที่มุมศูนย์องศา (Reflection factor at zero degree)	$R(0)$
เวลา (Time), $s$	$t$
ความหนาของสายไมโครสตริปตัวนำ (Conducted microstrip line thickness), $m$	$t$
การสูญเสียสัมผัส (Loss tangent)	$\tan \delta$
แรงดันที่พอร์ท $i$ (Voltage at port $i$ ), $V$	$V_i$
แหล่งกำเนิดแรงดัน (Voltage source), $V$	$V_s$
แหล่งกำเนิดแรงดันที่พอร์ท $i$ (Voltage source at port $i$ ), $V$	$V_{Si}$
แรงดัน (Voltage), $V$	$v$
ความเร็วเฟส (Phase velocity), $v = 1/\sqrt{\epsilon\mu}$ , $ms^{-1}$	$v$
ความเร็วเฟสในท่อนำคลื่น (Phase velocity in waveguide), $ms^{-1}$	$v_g$
ความกว้างของระนาบสร้างเงา (Ground plane width), $m$	$W$
ความกว้างของสายไมโครสตริปตัวนำ (Conducted microstrip line width), $m$	$w$
ความกว้างสมมูลของสายไมโครสตริปตัวนำ (Equivalent width), $m$	$w'$
รีแอกแตนซ์ (Reactance), $\Omega$	$X$
เวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทาง $x$ (Unit vector in $x$ -direction)	$\hat{x}$
เวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทาง $y$ (Unit vector in $y$ -direction)	$\hat{y}$
แอดมิตแตนซ์ (Admittance), $Y = 1/Z = G + jB$ , $\Omega^{-1}$	$Y$

## รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

แอดมิตแตนซ์คุณลักษณะ (Characteristic admittance), $\Omega^{-1}$	$Y_0$
อิมพีแดนซ์ (impedance), $Z = R + jX$ , $\Omega$	$Z$
อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic impedance), $\Omega$	$Z_0$
อิมพีแดนซ์คลื่นตัดขวาง (Transverse-wave impedance), $\Omega$	$Z_z$
เวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทาง $z$ (Unit vector in $z$ -direction)	$\hat{z}$
ค่าคงที่การลดทอน (Attenuation constant), $Np \cdot m^{-1}$ หรือ $dB \cdot m^{-1}$	$\alpha$
การสูญเสียที่เกิดจากตัวนำ (Conductor loss), $Np \cdot m^{-1}$ หรือ $dB \cdot m^{-1}$	$\alpha_c$
การสูญเสียที่เกิดจากไดอิเล็กตริก (Dielectric loss), $Np \cdot m^{-1}$ หรือ $dB \cdot m^{-1}$	$\alpha_d$
การสูญเสียที่เกิดจากการแผ่กระจาย (Radiation loss), $Np \cdot m^{-1}$ หรือ $dB \cdot m^{-1}$	$\alpha_r$
ค่าคงที่เฟส (Phase constant), $rad \cdot m^{-1}$	$\beta$
ความกว้างทั้งหมดของ PML (PML thickness), $m$	$\delta$
ความลึกผิว (Skin dept), $\delta = \sqrt{2/\omega\mu\sigma}$ , ( $m$ )	$\delta$
สภาพยอม (Permittivity), $\epsilon = \epsilon_0\epsilon_r$ , $Fm^{-1}$	$\epsilon$
สภาพยอมของอวกาศว่าง (Permittivity of free space), $\epsilon_0 \approx 1/36\pi \times 10^{-9}$ , $Fm^{-1}$	$\epsilon_0$
ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (Effective dielectric constant)	$\epsilon_{eff}$
สภาพยอมสัมพัทธ์ (Relative permittivity), ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (Dielectric constant)	$\epsilon_r$
ค่าคงที่การแพร่กระจาย (Propagation constant), $\gamma = \alpha + j\beta$	$\gamma$
อิมพีแดนซ์อินทรินซิก (Intrinsic impedance), $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$ , $\Omega$	$\eta$
อิมพีแดนซ์อินทรินซิกของอวกาศว่าง (Intrinsic impedance of free space), $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} \approx 120\pi$ , $\Omega$	$\eta_0$
ความยาวคลื่น (Wavelength), $m$	$\lambda$
ความยาวคลื่นคัทออฟ (Cut-off wavelength), $m$	$\lambda_c$
ความยาวคลื่นในท่อนำคลื่น (Wavelength in waveguide), $m$	$\lambda_g$
ความยาวคลื่นในสามไมโครสตริป (Wavelength in microstrip line), $m$	$\lambda_m$
ความซึมได้ (Permeability), $\mu = \mu_0\mu_r$ , $Hm^{-1}$	$\mu$
ความซึมได้ของอวกาศว่าง (Permeability of free space), $\mu_0 \approx 400\pi \times 10^{-9}$ , $Hm^{-1}$	$\mu_0$

## รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

ความขابซึมได้สัมพัทธ์ (Relative permeability)	$\mu_r$
ความกว้างของ PML ในแต่ละชั้น (Depth within each PML), $m$	$\rho$
สภาพต้านทานทางแม่เหล็กสมมูล (Equivalent magnetic resistivity), $\Omega m^{-1}$	$\rho'$
สภาพนำ (Conductivity), $\Omega^{-1} m^{-1}$	$\sigma$
สภาพนำในทิศทาง $x$ (Conductivity in $x$ -direction), $\Omega^{-1} m^{-1}$	$\sigma_x$
สภาพนำในทิศทาง $y$ (Conductivity in $y$ -direction), $\Omega^{-1} m^{-1}$	$\sigma_y$
สภาพนำในทิศทาง $z$ (Conductivity in $z$ -direction), $\Omega^{-1} m^{-1}$	$\sigma_z$
ความสูญเสียทางแม่เหล็กในทิศทาง $x$ (Magnetic loss in $x$ -direction), $\Omega m^{-1}$	$\sigma_x^*$
ความสูญเสียทางแม่เหล็กในทิศทาง $y$ (Magnetic loss in $y$ -direction), $\Omega m^{-1}$	$\sigma_y^*$
ความสูญเสียทางแม่เหล็กในทิศทาง $z$ (Magnetic loss in $z$ -direction), $\Omega m^{-1}$	$\sigma_z^*$
ความถี่เชิงมุม (Angular frequency), $\omega = 2\pi f$ , $rad \cdot s^{-1}$	$\omega$
ค่าเฉลี่ย rms ความไม่เรียบของพื้นผิว (The rms surface roughness)	$\Delta$
การเพิ่มขึ้นในทิศทาง $x$ ( $x$ -direction increment), $m$	$\Delta x$
การเพิ่มขึ้นในทิศทาง $y$ ( $y$ -direction increment), $m$	$\Delta y$
การเพิ่มขึ้นในทิศทาง $z$ ( $z$ -direction increment), $m$	$\Delta z$
การเพิ่มขึ้นของเวลา (Time increment), $s$	$\Delta t$
ค่าเฉพาะจง (Eigenvalue)	$\Lambda$

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 บทนำ

ในปัจจุบัน มีการวิจัยค้นคว้าการใช้ประโยชน์จากการสื่อสารย่านไมโครเวฟมากขึ้น ได้มีการพัฒนาวิธีการส่งข่าวสารในย่านนี้ให้สามารถส่งได้หลายช่องสัญญาณพร้อมกัน ส่งข่าวสารได้ด้วยความเร็วสูง และมีค่าผิดพลาดน้อย รวมทั้งได้มีการพัฒนาอุปกรณ์การนำพาคลื่นเพื่อทำให้มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ราคาถูก และมีประสิทธิภาพสูง ทำให้เกิดอุปกรณ์การนำพาคลื่นขึ้นมาหลายชนิด และมีโครงสร้างที่ซับซ้อนมากขึ้น

ท่อนำคลื่น (Waveguide) และสายไมโครสตริป (Microstrip line) เป็นอุปกรณ์การนำพาคลื่นที่นิยมใช้ในการสื่อสารย่านไมโครเวฟ ซึ่งมีคุณลักษณะการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเกิดขึ้นได้หลายแบบแผนคลื่น ในการวิเคราะห์คุณลักษณะการแพร่กระจายของโครงสร้างพื้นฐานของอุปกรณ์ทั้งสองชนิดนี้สามารถทำได้โดยการใช้สมการของแมกซ์เวลล์โดยตรง หรือใช้วิธีการประมาณอื่น ๆ โดยทำการสมมติแบบแผนคลื่นที่เกิดขึ้นให้เหมาะสม แต่ก็ยังมีขั้นตอนวิเคราะห์ที่ค่อนข้างยุ่งยากและมีความซับซ้อน ยิ่งถ้าโครงสร้างของอุปกรณ์ทั้งสองนี้มีความซับซ้อนมากขึ้น เช่น มีความไม่ต่อเนื่อง จะทำให้การวิเคราะห์คุณลักษณะการแพร่กระจายทำได้ยากมาก จึงได้มีการคิดค้นวิธีการวิเคราะห์แบบเชิงตัวเลขขึ้นมา โดยนำมาเขียนเป็น โปรแกรมคอมพิวเตอร์ แล้วใช้คอมพิวเตอร์ช่วยในการคำนวณ

### 1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

จากที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นว่าการวิเคราะห์คุณลักษณะการแพร่กระจายของท่อนำคลื่นและสายไมโครสตริปที่มีโครงสร้างซับซ้อนทำได้ยาก ดังนั้น จึงได้ศึกษาหาวิธีเชิงตัวเลขที่นำมาช่วยวิเคราะห์ให้ง่ายขึ้น และได้เลือกใช้วิธี FDTD (Finite Difference Time Domain) มาวิเคราะห์เนื่องจากวิธี FDTD เป็นวิธีเชิงตัวเลขที่นิยมใช้ในการวิเคราะห์การแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในโดเมนเวลา โดยมีพื้นฐานมาจากสมการเชิงอนุพันธ์ของแมกซ์เวลล์ มีขั้นตอนวิเคราะห์ที่มีระเบียบแบบแผนสามารถนำมาเขียนเป็น โปรแกรมได้ง่าย ใช้เวลาในการคำนวณน้อย และมีความเที่ยงตรงเป็นที่ยอมรับทั่วไป [1]

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอการวิเคราะห์คุณลักษณะการแพร่กระจายของท่อนำคลื่นและสายไมโครสตริปแบบไม่ต่อเนื่องโดยใช้วิธี FDTD โดยมีวัตถุประสงค์ที่จะให้เป็นแนวทางพื้นฐานหรือใช้อ้างอิงในการนำเอาวิธี FDTD มาใช้วิเคราะห์ออกแบบท่อนำคลื่นและสายไมโครสตริปแบบ

ไม่ต่อเนื่อง ได้ทำการวิเคราะห์หาการแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในทิศทางการกระตุ่น และหาค่าพารามิเตอร์  $S$  โดยเปรียบเทียบผลที่ได้กับการวิเคราะห์โดยการใช่วงจรสมมูล, MM (Moment Method) และ FEM (Finite Element Method)

### 1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์

ในส่วนของ ABC จะใช้ PML ABC [2] ซึ่งในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้ศึกษาหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ และรูปแบบการแบ่งชั้นที่เหมาะสมสำหรับการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD ใน 3 มิติ โดยใช้เครื่องซูเปอร์คอมพิวเตอร์ (Super Computer) ในการคำนวณ ได้ทำการศึกษา PML ABC (Perfectly Matched Layer Absorbing Boundary Condition) แบบ 4 ชั้น, 8 ชั้น, 12 ชั้น และ 16 ชั้น เพื่อให้สามารถเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ และรูปแบบการแบ่งชั้นของ PML ABC ให้มีประสิทธิภาพมากที่สุด รวมทั้งเลือกใช้จำนวนชั้นของ PML ABC เพื่อให้ได้ช่วงพลวัต (Dynamic Range) หรือความเที่ยงตรงตามที่ต้องการ

การหาค่าพารามิเตอร์  $S$  (S-Parameter) ได้ทำแบบจำลองของแหล่งกำเนิดที่มีความต้านทานและตัวต้านทานขึ้น แล้วนำค่าแรงดันกับกระแสที่วิเคราะห์ได้ซึ่งอยู่ในโดเมนของเวลาทำผลการแปลงฟูริเยร์ (Fourier Transform) ให้อยู่ในโดเมนความถี่ แล้วนำมาคำนวณหาค่าพารามิเตอร์  $S$  ซึ่งทำให้สามารถวิเคราะห์ได้ง่าย รวดเร็วมากขึ้น

### 1.4 โครงร่างของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 8 บท โดยมีบทที่ 1 เป็นบทนำ กล่าวถึงที่มา และวัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ ส่วนรายละเอียดของบทต่าง ๆ อีก 7 บทมีดังต่อไปนี้

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎี FDTD โดยจะแสดงแนวความคิดในการวิเคราะห์ ที่มาของสมการ FDTD เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข ทฤษฎีในส่วนของ PML ABC การทำขั้นเวลาแบบเอกซ์โพเนนเชียล (Exponential time-stepping) การทำแบบจำลองแหล่งกำเนิดที่มีความต้านทานและตัวต้านทาน และการหาพารามิเตอร์  $S$  และท้ายสุดเป็นการสรุปเนื้อหาโดยรวมในบทนี้

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีการวิเคราะห์ที่ท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก โดยในส่วนแรกจะกล่าวถึงคุณสมบัติพื้นฐานต่าง ๆ ของท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก ต่อมาเป็นการวิเคราะห์ที่ท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากแบบไม่ต่อเนื่อง ซึ่งประกอบไปด้วยท่อนำคลื่นแบบข้อต่อ T ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก และท่อนำคลื่นแบบทำมุมตั้งฉากทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก และท้ายสุดเป็นการสรุปเนื้อหาโดยรวมในบทนี้

บทที่ 4 กล่าวถึงทฤษฎีการวิเคราะห์สายไมโครสตริป โดยในส่วนแรกจะกล่าวถึงคุณสมบัติพื้นฐานต่าง ๆ ของสายไมโครสตริป ต่อมาเป็นการวิเคราะห์สายไมโครสตริปแบบไม่ต่อเนื่อง ซึ่ง

ประกอบไปด้วย สายไมโครสตริปแบบปลายเปิด สายไมโครสตริปแบบทำมุมตั้งฉาก สายไมโครสตริปแบบช่องบาก สายไมโครสตริปแบบช่องต่อ สายไมโครสตริปแบบขึ้นตามความกว้าง สายไมโครสตริปแบบข้อต่อ T และสายไมโครสตริปแบบข้อต่อตัดขวาง และท้ายสุดเป็นการสรุปเนื้อหาโดยรวมในบทนี้

บทที่ 5 กล่าวถึงการวิเคราะห์ PML ABC ซึ่งประกอบไปด้วยวิธีและขั้นตอนการวิเคราะห์ โดยได้ทำการวิเคราะห์หาความเที่ยงตรงของ PML ABC แบบ 4 ชั้น, 8 ชั้น, 12 ชั้น และ 16 ชั้น

บทที่ 6 กล่าวถึงการวิเคราะห์ที่นำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากแบบไม่ต่อเนื่องที่ได้กล่าวถึงในบทที่ 3 โดยใช้วิธี FDTD ได้แสดงการแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในทิศทางการกระจัด และแสดงค่าพารามิเตอร์  $S$  โดยเปรียบเทียบกับ FEM และวิธีที่ทำการวิเคราะห์ในบทที่ 3 (วงจรมุม)

บทที่ 7 กล่าวถึงการวิเคราะห์สายไมโครสตริปแบบไม่ต่อเนื่องที่ได้กล่าวถึงในบทที่ 4 โดยใช้วิธี FDTD ได้แสดงการแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในทิศทางการกระจัด และแสดงค่าพารามิเตอร์  $S$  โดยเปรียบเทียบกับ MM, FEM และวิธีที่ทำการวิเคราะห์ในบทที่ 4 (วงจรมุม)

บทที่ 8 เป็นบทสรุปผลการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้ทั้งหมด พร้อมทั้งข้อเสนอแนะในการนำเอาวิธี FDTD ไปใช้ในการวิเคราะห์ให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น

## บทที่ 2

# วิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา

### 2.1 บทนำ

วิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD) เป็นวิธีเชิงตัวเลขที่นิยมใช้หาผลเฉลยทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ถึงแม้ว่าวิธีนี้ได้เกิดขึ้นมาตั้งแต่ 30 กว่าปีมาแล้วก็ตาม แต่ก็ยังนิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย และได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง

วิธี FDTD ได้ถูกนำเสนอครั้งแรกโดยยี่ (Yee) ในปี ค.ศ. 1966 [1] ซึ่งเป็นอีกวิธีหนึ่งที่ย่างและสะดวกในการแก้ปัญหาอนุพันธ์ของสมการแมกซ์เวลล์โดยทำให้อยู่ในรูปแบบดิสครีต (Discrete) โดยยี่ได้ใช้กริดสนามไฟฟ้า ( $\vec{E}$ ) และกริดสนามแม่เหล็ก ( $\vec{H}$ ) เพื่อทำการปรับปรุงสมการสนามที่อยู่ในโดเมนการคำนวณให้อยู่ในทอมของสนามในโดเมนเวลาที่ผ่านมา การปรับปรุงสมการนี้จะใช้แบบแผนลิฟฟรอก (Leap frog) โดยที่จะทำการปรับปรุงสนาม  $\vec{E}$  และ  $\vec{H}$  สลับกันในโดเมนเวลา

ในบทนี้จะกล่าวถึงแนวความคิดของยี่ ซึ่งเป็นแนวความคิดพื้นฐานของวิธี FDTD ต่อมาจะแสดงที่มาของสมการผลต่างสี่บเนื่องในสามมิติ และเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลขของสมการผลต่างสี่บเนื่องนี้ หลังจากนั้นจะกล่าวถึง เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบชั้นแมตซ์สมบอร์น (PML ABC) ซึ่งเป็นรูปแบบของเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน จากหลักการและเงื่อนไขนี้ได้ถูกนำมาใช้แก้ปัญหาในวิทยานิพนธ์นี้ และการทำชั้นเวลาเอกซ์โพเนนเชียลสำหรับใช้กับเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบชั้นแมตซ์สมบอร์น หลังจากนั้นได้กล่าวถึงแบบจำลองของแหล่งกำเนิดที่มีความต้านทานและตัวต้านทาน ซึ่งจะใช้ประกอบในการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์  $S$  และท้ายสุดจะกล่าวถึงการหาค่าพารามิเตอร์  $S$  โดยใช้วิธี FDTD

### 2.2 แนวความคิดของยี่

ยี่ได้กำหนดสมการผลต่างสี่บเนื่องจำกัดมาจากระบบสมการเคิร์ลที่เปลี่ยนแปลงไปตามเวลาของแมกซ์เวลล์ (2.1) สำหรับในกรณีของวัสดุที่ไม่มีการสูญเสีย  $\rho' = 0$  และ  $\sigma = 0$  [1]

$$\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} - \frac{\rho'}{\mu} \vec{H} \quad (2.1a)$$

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \vec{H} - \frac{\sigma}{\varepsilon} \vec{E} \quad (2.1b)$$

โดยที่  $\vec{H}$  คือ เวกเตอร์สนามแม่เหล็ก (Magnetic field vector:  $Am^{-1}$ )  $\vec{E}$  คือ เวกเตอร์สนามไฟฟ้า (Electric field vector:  $Vm^{-1}$ )  $\mu$  คือ ความซาบซึมได้ (Permeability:  $Hm^{-1}$ )  $\varepsilon$  คือ สภาพยอม (Permittivity:  $Fm^{-1}$ )  $\rho'$  คือ สภาพต้านทานทางแม่เหล็กสมมูล (Equivalent magnetic resistivity:  $\Omega m^{-1}$ ) และ  $\sigma$  คือ สภาพนำ (Conductivity:  $\Omega^{-1}m^{-1}$ ) ซึ่งสามารถกระจายได้เป็น

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \cdot \left( \frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - \rho' H_x \right) \quad (2.2a)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \cdot \left( \frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} - \rho' H_y \right) \quad (2.2b)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \cdot \left( \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - \rho' H_z \right) \quad (2.2c)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \cdot \left( \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad (2.3a)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \cdot \left( \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right) \quad (2.3b)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \cdot \left( \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (2.3c)$$

แนวความคิดของยี่ซึ่งเป็นแนวความคิดพื้นฐานของวิธี FDTD มีดังต่อไปนี้

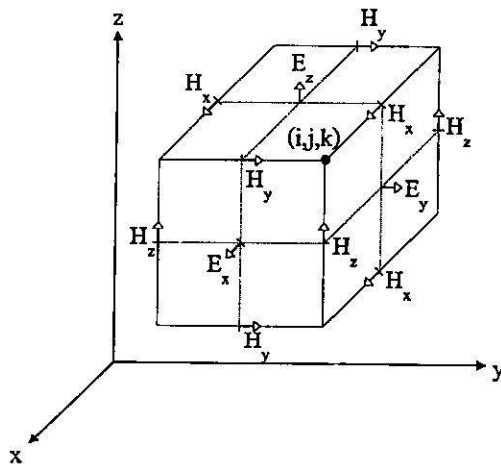
1. ทำการแก้ปัญหาทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในโดเมนเวลาและสเปซโดยใช้สมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์แทนที่จะแก้ปัญหาสถาปัตยกรรมไฟฟ้าอย่างเดียว (หรือสนามแม่เหล็กอย่างเดียว) โดยใช้สมการคลื่น

- ซึ่งจะเหมือนกับสูตรสมการอินทิกรัลสนามรวมในวิธีโมเมนต์ เมื่อกำหนดเงื่อนไขขอบเขตของทั้ง  $\vec{E}$  และ  $\vec{H}$  บนพื้นผิวของโครงสร้างวัสดุ
- การใช้ข้อมูลของทั้ง  $\vec{E}$  และ  $\vec{H}$  จะได้ผลเฉลยที่ดีกว่าการใช้สนามชนิดใดชนิดหนึ่งเพียงอย่างเดียว (เช่น จะมีความเที่ยงตรงสำหรับโครงสร้างที่มีขนาดใหญ่) คุณสมบัติวัสดุทางไฟฟ้าและแม่เหล็กสามารถกำหนดได้โดยทำเป็นแบบจำลอง

- สามารถทำแบบจำลองที่มีลักษณะเฉพาะของแต่ละสนามได้ ถ้ามีทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเกิดขึ้น เช่น สนาม  $\vec{H}$  ที่สัมผัสบริเวณขอบและมุม, สนาม  $\vec{H}$  ที่ล้อมรอบเส้นลวด, สนาม  $\vec{E}$  ในแนวรัศมีที่อยู่บริเวณจุด, ขอบ และเส้นลวด

2. ส่วนประกอบของสนาม  $\vec{E}$  และ  $\vec{H}$  ในสเปซสามมิติ ทุกส่วนประกอบของสนาม  $\vec{E}$  จะถูกล้อมรอบด้วยสี่ส่วนประกอบของสนาม  $\vec{H}$  และทุกส่วนประกอบของสนาม  $\vec{H}$  จะถูกล้อมรอบด้วยสี่ส่วนประกอบของสนาม  $\vec{E}$  ดังแสดงในรูปที่ 2.1

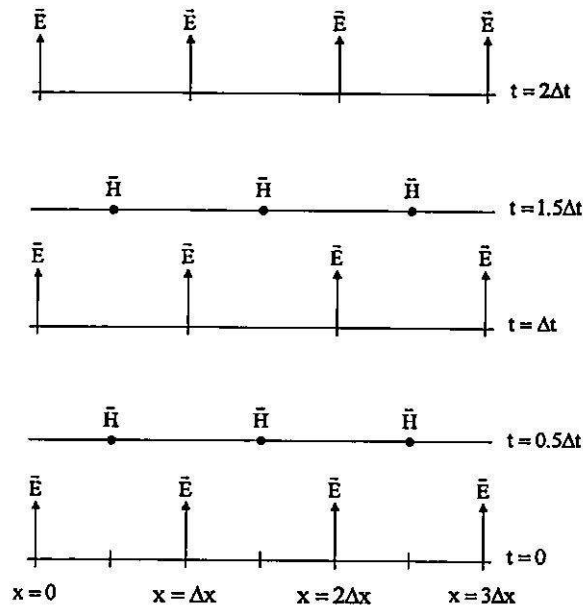
- จะได้รูปร่างอย่างง่ายของสเปซสามมิติ ซึ่งประกอบไปด้วยแถวลำดับที่เชื่อมต่อกันตามกฎคอนทัวร์ของฟาราเดย์ และกฎคอนทัวร์ของแอมแปร์
- ผลของนิพจน์ผลต่างสี่บเนื่องจากจำเป็นสำหรับอนุพันธ์สเปซที่ใช้ในตัวดำเนินการเคิร์ลจะเป็นผลต่างสี่บเนื่องจำกัดแบบตรงกลาง
- ในกรณีที่มีความต่อเนื่องของสนามสัมผัส  $\vec{E}$  และ  $\vec{H}$  ข้ามรอยต่อของวัสดุที่มีชนิดต่างกัน และรอยต่อขนานกับแกนพิคคองกริด จะได้ผลเฉลยของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าโดยที่ไม่ต้องทำการแมตซ์เงื่อนไขขอบเขตสนามที่รอยต่อ โดยเพียงทำการกำหนดสภาพยอมและความซาบซึมได้ของวัสดุที่แต่ละตำแหน่งส่วนประกอบสนาม ถ้าเป็นเม็ช (Mesh) ทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากของยี่ จะมีลักษณะการประมาณพื้นผิวและรูปทรงภายในของโครงสร้างที่สนใจเป็นแบบขั้นบันได โดยกำหนดความละเอียดของสเปซจากขนาดของหน่วยเซลล์แลตทิซ (Lattice)
- ตำแหน่งส่วนประกอบสนาม  $\vec{E}$  และ  $\vec{H}$  ในกริดของยี่ และการดำเนินการผลต่างสี่บเนื่องแบบตรงกลางบนส่วนประกอบเหล่านี้จะเป็นไปตามกฎของเกาส์



รูปที่ 2.1 ตำแหน่งของส่วนประกอบเวกเตอร์สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในหน่วยเซลล์ลูกบาศก์ตามแนวความคิดของยี่

3. ส่วนประกอบของสนาม  $\vec{E}$  และ  $\vec{H}$  ในเวลาจะอยู่ในเทอมของลิฟฟรอก การคำนวณสนาม  $\vec{E}$  ทั้งหมดในสเปซสามมิติเสร็จสมบูรณ์และถูกเก็บไว้ในหน่วยความจำที่จุดเวลาเฉพาะโดยใช้ข้อมูลของสนาม  $\vec{H}$  ที่เก็บไว้แล้วในหน่วยความจำคอมพิวเตอร์ ต่อมา การคำนวณสนาม  $\vec{H}$  ทั้งหมดในแบบจำลองสเปซเสร็จสมบูรณ์และถูกเก็บไว้ในหน่วยความจำโดยใช้ข้อมูลของสนาม  $\vec{E}$  ที่เพิ่งคำนวณมาได้ การกระทำแบบนี้จะเกิดขึ้นอีกครั้ง โดยคำนวณส่วนประกอบของสนาม  $\vec{E}$  จากสนาม  $\vec{H}$  ที่เพิ่งได้มา ซึ่งกระบวนการนี้จะกระทำต่อเนื่องไปเรื่อย ๆ จนกว่าจะถึงขั้นเวลาตามที่ต้องการ ดังแสดงในรูปที่ 2.2

- กระบวนการทำขั้นเวลาลิฟฟรอกนี้จะมีกระบวนการที่แน่นอน จึงสามารถหลีกเลี่ยงการแก้สมการสองสมการพร้อมกันและการหาเมตริกผกผันได้อย่างสมบูรณ์
- ผลของนิพจน์ผลต่างสี่บเนื่องจำกัดสำหรับอนุพันธ์เวลาที่ใช้ในสมการเคิร์ลจะเป็นผลต่างสี่บเนื่องจำกัดแบบตรงกลาง
- ผลของแนวความคิดขั้นเวลาจะไม่เป็นการสิ้นเปลือง เนื่องจากแบบแผนคลื่นเชิงตัวเลขจะแพร่กระจายในเม็ชที่สร้างขึ้น โดยมีลักษณะที่เหมือนจริง



รูปที่ 2.2 แบบแผนขั้นเวลาลิฟฟรอกตามแนวความคิดของยี่ สำหรับการแพร่กระจายของคลื่นในหนึ่งมิติ

### 2.3 สมการผลต่างสี่เหลี่ยม

เพื่อความสะดวก จะกำหนดสัญลักษณ์สำหรับจุดสเปซและฟังก์ชันของสเปซและเวลา โดยที่กำหนดให้สเปซในระบบพิกัดมุมฉากสามมิติมีรูปแบบเป็น

$$(i, j, k) = (i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z) \quad (2.4a)$$

เมื่อ  $\Delta x$ ,  $\Delta y$  และ  $\Delta z$  เป็นค่าที่เพิ่มขึ้นในแลตทิซสเปซ (Lattice space) ในทิศทางพิกัด  $x$ ,  $y$  และ  $z$  ตามลำดับ ส่วน  $i$ ,  $j$  และ  $k$  เป็นจำนวนเต็ม ต่อมากำหนดให้  $n$  เป็นฟังก์ชันใด ๆ ของสเปซและเวลาที่จุดดิสครีตในกริดและจุดดิสครีตในเวลาที่มีรูปแบบเป็น

$$u(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = u_{i,j,k}^n \quad (2.4b)$$

เมื่อ  $\Delta t$  เป็นเวลาที่เพิ่มขึ้นในแต่ละขั้นเวลา โดยกำหนดให้มีการเพิ่มขึ้นอย่างสม่ำเสมอ และ  $n$  เป็นจำนวนเต็ม

ต่อมาทำการประมาณอนุพันธ์สเปซและเวลาด้วยนิพจน์ของผลต่างสี่เหลี่ยมจำกัดแบบตรงกลาง โดยมีความเที่ยงตรงอันดับที่สองในสเปซและเวลาที่เพิ่มขึ้น ซึ่งจะได้นิพจน์ของอนุพันธ์สเปซโดยกำหนดให้เวลางทที่  $t_n = n\Delta t$  และนิพจน์ของอนุพันธ์เวลาโดยกำหนดให้สเปซคงที่ที่จุด  $(x, y, z)$  เป็น

$$\frac{\partial u}{\partial x}(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = \frac{u_{i+1/2,j,k}^n - u_{i-1/2,j,k}^n}{\Delta x} \quad (2.5a)$$

$$\frac{\partial u}{\partial y}(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = \frac{u_{i,j+1/2,k}^n - u_{i,j-1/2,k}^n}{\Delta y} \quad (2.5b)$$

$$\frac{\partial u}{\partial z}(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = \frac{u_{i,j,k+1/2}^n - u_{i,j,k-1/2}^n}{\Delta z} \quad (2.5c)$$

$$\frac{\partial u}{\partial t}(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = \frac{u_{i,j,k}^{n+1/2} - u_{i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta t} \quad (2.5d)$$

นำนิพจน์อนุพันธ์สเปซและเวลาที่ขั้นเวลา  $n$  และจุดสเปซแลตทิซ  $(i, j, k)$  ของสมการ (2.5) แทนลงในระบบสมการเชิงรีกซ์ของแมกซ์เวลล์ (2.2) และ (2.3) จะได้

$$\frac{H_x|_{i,j,k}^{n+1/2} - H_x|_{i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta t} = \frac{1}{\mu_{i,j,k}} \cdot \left( \frac{E_y|_{i,j,k+1/2}^n - E_y|_{i,j,k-1/2}^n}{\Delta z} - \frac{E_z|_{i,j+1/2,k}^n - E_z|_{i,j-1/2,k}^n}{\Delta y} - \rho'_{i,j,k} \cdot H_x|_{i,j,k}^n \right) \quad (2.6a)$$

$$\frac{H_y|_{i,j,k}^{n+1/2} - H_y|_{i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta t} = \frac{1}{\mu_{i,j,k}} \cdot \left( \frac{E_z|_{i+1/2,j,k}^n - E_z|_{i-1/2,j,k}^n}{\Delta x} - \frac{E_x|_{i,j,k+1/2}^n - E_x|_{i,j,k-1/2}^n}{\Delta z} - \rho'_{i,j,k} \cdot H_y|_{i,j,k}^n \right) \quad (2.6b)$$

$$\frac{H_z|_{i,j,k}^{n+1/2} - H_z|_{i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta t} = \frac{1}{\mu_{i,j,k}} \cdot \left( \frac{E_x|_{i,j+1/2,k}^n - E_x|_{i,j-1/2,k}^n}{\Delta y} - \frac{E_y|_{i+1/2,j,k}^n - E_y|_{i-1/2,j,k}^n}{\Delta x} - \rho'_{i,j,k} \cdot H_z|_{i,j,k}^n \right) \quad (2.6c)$$

$$\frac{E_x|_{i,j,k}^{n+1} - E_x|_{i,j,k}^n}{\Delta t} = \frac{1}{\varepsilon_{i,j,k}} \cdot \left( \frac{H_z|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_z|_{i,j-1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta y} - \frac{H_y|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_y|_{i,j,k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} - \sigma_{i,j,k} \cdot E_x|_{i,j,k}^{n+1/2} \right) \quad (2.7a)$$

$$\frac{E_y|_{i,j,k}^{n+1} - E_y|_{i,j,k}^n}{\Delta t} = \frac{1}{\varepsilon_{i,j,k}} \cdot \left( \frac{H_x|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_x|_{i,j,k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} - \frac{H_z|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} - H_z|_{i-1/2,j,k}^{n+1/2}}{\Delta x} - \sigma_{i,j,k} \cdot E_y|_{i,j,k}^{n+1/2} \right) \quad (2.7b)$$

$$\frac{E_z|_{i,j,k}^{n+1} - E_z|_{i,j,k}^n}{\Delta t} = \frac{1}{\varepsilon_{i,j,k}} \cdot \left( \frac{H_y|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} - H_y|_{i-1/2,j,k}^{n+1/2}}{\Delta x} - \frac{H_x|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_x|_{i,j-1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta y} - \sigma_{i,j,k} \cdot E_z|_{i,j,k}^{n+1/2} \right) \quad (2.7c)$$

ทำการประมาณค่าสนามแม่เหล็กในทิศทางใด ๆ ที่ขึ้นเวลา  $n$  และค่าสนามไฟฟ้าในทิศทางใด ๆ ที่ขึ้นเวลา  $n+1/2$  เป็น

$$H_x|_{i,j,k}^n = \frac{H_x|_{i,j,k}^{n+1/2} + H_x|_{i,j,k}^{n-1/2}}{2} \quad (2.8a)$$

$$H_y|_{i,j,k}^n = \frac{H_y|_{i,j,k}^{n+1/2} + H_y|_{i,j,k}^{n-1/2}}{2} \quad (2.8b)$$

$$H_z|_{i,j,k}^n = \frac{H_z|_{i,j,k}^{n+1/2} + H_z|_{i,j,k}^{n-1/2}}{2} \quad (2.8c)$$

$$E_x|_{i,j,k}^{n+1/2} = \frac{E_x|_{i,j,k}^{n+1} + E_x|_{i,j,k}^n}{2} \quad (2.9a)$$

$$E_y|_{i,j,k}^{n+1/2} = \frac{E_y|_{i,j,k}^{n+1} + E_y|_{i,j,k}^n}{2} \quad (2.9b)$$

$$E_z|_{i,j,k}^{n+1/2} = \frac{E_z|_{i,j,k}^{n+1} + E_z|_{i,j,k}^n}{2} \quad (2.9c)$$

นำสมการ (2.8) และ (2.9) แทนลงในสมการ (2.6) และ (2.7) ตามลำดับ จะได้สมการผลต่างสี่บเนื่องจำกัดสำหรับแต่ละส่วนประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ใช้คำนวณในวิธี FDTD เป็น

$$H_x|_{i,j,k}^{n+1/2} = D_a|_{i,j,k} H_x|_{i,j,k}^{n-1/2} + D_b|_{i,j,k} \cdot \left( \frac{E_y|_{i,j,k+1/2}^n - E_y|_{i,j,k-1/2}^n}{\Delta z} - \frac{E_z|_{i,j+1/2,k}^n - E_z|_{i,j-1/2,k}^n}{\Delta y} \right) \quad (2.10a)$$

$$H_y|_{i,j,k}^{n+1/2} = D_a|_{i,j,k} H_y|_{i,j,k}^{n-1/2} + D_b|_{i,j,k} \cdot \left( \frac{E_z|_{i+1/2,j,k}^n - E_z|_{i-1/2,j,k}^n}{\Delta x} - \frac{E_x|_{i,j,k+1/2}^n - E_x|_{i,j,k-1/2}^n}{\Delta z} \right) \quad (2.10b)$$

$$H_z|_{i,j,k}^{n+1/2} = D_a|_{i,j,k} H_z|_{i,j,k}^{n-1/2} + D_b|_{i,j,k} \cdot \left( \frac{E_x|_{i,j+1/2,k}^n - E_x|_{i,j-1/2,k}^n}{\Delta y} - \frac{E_y|_{i+1/2,j,k}^n - E_y|_{i-1/2,j,k}^n}{\Delta x} \right) \quad (2.10c)$$

$$E_x|_{i,j,k}^{n+1} = C_a|_{i,j,k} E_x|_{i,j,k}^n + C_b|_{i,j,k} \cdot \left( \frac{H_z|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_z|_{i,j-1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta y} - \frac{H_y|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_y|_{i,j,k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} \right) \quad (2.11a)$$

$$E_y|_{i,j,k}^{n+1} = C_a|_{i,j,k} E_y|_{i,j,k}^n + C_b|_{i,j,k} \cdot \left( \frac{H_x|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_x|_{i,j,k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} - \frac{H_z|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} - H_z|_{i-1/2,j,k}^{n+1/2}}{\Delta x} \right) \quad (2.11b)$$

$$E_z|_{i,j,k}^{n+1} = C_a|_{i,j,k} E_z|_{i,j,k}^n + C_b|_{i,j,k} \cdot \left( \frac{H_y|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} - H_y|_{i-1/2,j,k}^{n+1/2}}{\Delta x} - \frac{H_x|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_x|_{i,j-1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta y} \right) \quad (2.11c)$$

โดยที่

$$C_a|_{i,j,k} = \left( 1 - \frac{\sigma_{i,j,k} \Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}} \right) / \left( 1 + \frac{\sigma_{i,j,k} \Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}} \right) \quad (2.12a)$$

$$C_b|_{i,j,k} = \left( \frac{\Delta t}{\varepsilon_{i,j,k}} \right) / \left( 1 + \frac{\sigma_{i,j,k} \Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}} \right) \quad (2.12b)$$

$$D_a|_{i,j,k} = \left( 1 - \frac{\rho'_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}} \right) / \left( 1 + \frac{\rho'_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}} \right) \quad (2.13a)$$

$$D_b|_{i,j,k} = \left( \frac{\Delta t}{\mu_{i,j,k}} \right) / \left( 1 + \frac{\rho'_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}} \right) \quad (2.13b)$$

## 2.4 เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข

เงื่อนไขความเสถียรสำหรับสมการผลต่างสี่เชิงจำกัด [3] เริ่มต้นจากการพิจารณาสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ (2.1) โดยทำการนอร์มัลไรซ์ (Normalize) ให้  $\mu=1$ ,  $\varepsilon=1$ ,  $\sigma=0$ ,  $\rho'=0$  และ  $c=1$  ต่อมานำสมการ (2.1a) บวกกับสมการ (2.1b) แล้วคูณด้วย  $j$  เมื่อ  $j=\sqrt{-1}$  จะได้สมการของแมกซ์เวลล์ที่อยู่ในรูปแบบอย่างง่ายเป็น

$$j\nabla \times (\vec{H} + j\vec{E}) = \frac{\partial}{\partial t} (\vec{H} + j\vec{E}) \quad (2.14a)$$

กำหนดให้  $\vec{V} = \vec{H} + j\vec{E}$  สมการ (2.14a) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$j\nabla \times \vec{V} = \frac{\partial}{\partial t} \vec{V} \quad (2.14b)$$

ความเสถียรเชิงตัวเลขของสมการ (2.14b) สามารถพิจารณาได้โดยใช้ค่าเฉพาะ (Eigenvalue) ดังต่อไปนี้

$$\frac{\partial}{\partial t} \vec{V} = \Lambda \vec{V} \quad (2.15a)$$

$$j\nabla \times \vec{V} = \Lambda \vec{V} \quad (2.15b)$$

ทำการหาค่าเฉพาะเวลา (Time eigenvalue) โดยที่ตัวดำเนินการอนุพันธ์ย่อยในสมการ (2.15a) สามารถเปลี่ยนมาเป็นตัวดำเนินการผลต่างสี่เหลี่ยมที่มีตำแหน่งขั้นเวลาสมมาตรที่  $\pm 1/2$  จากตำแหน่งจริงที่ต้องการหาค่า ซึ่งจะได้

$$\frac{V_{i,j,k}^{n+1/2} - V_{i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta t} = \Lambda V_{i,j,k}^n \quad (2.16)$$

ต่อมา นิยามตัวร่วมการเพิ่มขึ้น (Growth factor) ของผลเฉลย ( $q_{i,j,k}$ ) เป็น

$$q_{i,j,k} = \frac{V_{i,j,k}^{n+1/2}}{V_{i,j,k}^n} = \frac{V_{i,j,k}^n}{V_{i,j,k}^{n-1/2}} \quad (2.17)$$

สำหรับทุกค่าของ  $n$  เราต้องทำให้ค่าของ  $|q_{i,j,k}| \leq 1$  สำหรับทุกแบบแผนคลื่นสเปซในกริด FDTD และสำหรับทุกตำแหน่งกริด  $(i, j, k)$  เพื่อหลีกเลี่ยงการเพิ่มขึ้นของแบบแผนคลื่นใด ๆ โดยไม่มีข้อจำกัด (เพิ่มขึ้นตาม  $q_{i,j,k}$  ยกกำลัง  $n$ ) ในระหว่างการทำขั้นเวลา ซึ่งเป็นเงื่อนไขของความเสถียรเชิงตัวเลข แทน  $q_{i,j,k}$  ลงไปในสมการ (2.16) แล้วเอาตัวร่วม  $V_{i,j,k}^n$  หารตลอด ทำการจัดรูปใหม่ จะได้สมการกำลังสองสำหรับ  $q_{i,j,k}$  เป็น

$$(q_{i,j,k})^2 - \Lambda \Delta t q_{i,j,k} - 1 = 0 \quad (2.18a)$$

แก้สมการหาค่า  $q_{i,j,k}$  จะได้

$$q_{i,j,k} = a \pm \sqrt{a^2 + 1} \quad (2.18b)$$

เมื่อ

$$a = \frac{\Lambda \Delta t}{2} \quad (2.18c)$$

เราจะเห็นได้ว่าค่าของ  $|q_{i,j,k}|$  จะมีค่าเท่ากับ 1 เสมอ (อยู่ในเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข  $|q_{i,j,k}| \leq 1$ ) เมื่อ  $a$  มีส่วนจริงเป็น 0 และมีส่วนจินตภาพอยู่ในช่วง  $-j1$  ถึง  $j1$  แทนค่าของ  $a$  ลงในช่วงนี้ แล้วจัดรูปใหม่ จะได้เงื่อนไขของค่าเจาะจงเวลาเป็น

$$\text{Re}(\Lambda) = 0 \quad (2.19a)$$

$$-\frac{2}{\Delta t} \leq \text{Im}(\Lambda) \leq \frac{2}{\Delta t} \quad (2.19b)$$

ทำการหาค่าเจาะจงสเปซ (Space eigenvalue) โดยกำหนดให้

$$\vec{V}_{i,j,k} = \vec{V}_0 e^{j(\tilde{k}_x \Delta x + \tilde{k}_y \Delta y + \tilde{k}_z \Delta z)} \quad (2.20)$$

แสดงแบบแผนคลื่นสเปซแลตทิซใด ๆ ใช้การทำผลต่างสี่บเชิงสเปซแบบตรงกลางแทนอนุพันธ์ย่อยของตัวดำเนินการเคิร์ลในสมการ (2.15b) จะได้

$$-2 \left[ \frac{\hat{x}}{\Delta x} \sin(\tilde{k}_x \Delta x / 2) + \frac{\hat{y}}{\Delta y} \sin(\tilde{k}_y \Delta y / 2) + \frac{\hat{z}}{\Delta z} \sin(\tilde{k}_z \Delta z / 2) \right] \times \vec{V}_{i,j,k} = \Lambda \vec{V}_{i,j,k} \quad (2.21)$$

เมื่อ  $\hat{x}$ ,  $\hat{y}$  และ  $\hat{z}$  เป็นเวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทางพิกัด  $x$ ,  $y$  และ  $z$  ตามลำดับ หลังจากทำผลคูณเชิงเวกเตอร์ และเขียนสมการให้อยู่ในเทอมของส่วนประกอบ  $x$ ,  $y$  และ  $z$  แล้ว ทำการแก้สมการหาค่าของ  $\Lambda^2$  จะได้

$$\Lambda^2 = -4 \left[ \frac{1}{(\Delta x)^2} \sin^2(\tilde{k}_x \Delta x / 2) + \frac{1}{(\Delta y)^2} \sin^2(\tilde{k}_y \Delta y / 2) + \frac{1}{(\Delta z)^2} \sin^2(\tilde{k}_z \Delta z / 2) \right] \quad (2.22)$$

สำหรับค่า  $\tilde{k}_x$ ,  $\tilde{k}_y$  และ  $\tilde{k}_z$  ที่เป็นไปได้ทั้งหมด จะได้เงื่อนไขของค่าเจาะจงสเปซเป็น

$$\text{Re}(\Lambda) = 0 \quad (2.23a)$$

$$-2 \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}} \leq \text{Im}(\Lambda) \leq 2 \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}} \quad (2.23b)$$

สำหรับการหาเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข เงื่อนไขของค่าเจาะจงสเปซที่กำหนดโดยสมการ (2.23) จะต้องอยู่ในเงื่อนไขของค่าเจาะจงเวลาที่กำหนดโดยสมการ (2.19) อย่างสมบูรณ์ ด้วยกลไกการนอแมลไรซ์ค่า  $c$  ซึ่งจะได้เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลขสำหรับสมการผลต่างสี่เหลี่ยมจตุรัสเป็น

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (2.24)$$

สำหรับในกรณีของขั้นเวลาเมจิก (Magic time step) ซึ่งเป็นขั้นเวลาที่มีค่าผิดพลาดของการแพร่กระจายตามความถี่น้อยที่สุด จะมีเงื่อนไขเป็น

$$\Delta t = \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (2.25)$$

## 2.5 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบขั้นแมตซ์สมบูรณ์

ข้อจำกัดของการคำนวณด้วยวิธี FDTD โดยใช้คอมพิวเตอร์ คือ เมื่อสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเดินทางไปถึงปลายโดเมนการคำนวณที่เราจำกัดไว้ในทิศทาง  $x$ ,  $y$  และ  $z$  สมการผลต่างสี่เหลี่ยมจตุรัสจะไม่สามารถหาค่าส่วนประกอบสนามที่สัมผัสขอบนอกโดเมนการคำนวณได้ จะเกิดการสะท้อนกลับที่ขอบของโดเมนการคำนวณ ซึ่งทำให้เกิดค่าผิดพลาดขึ้นในบริเวณโดเมนที่เรากำลังพิจารณาอยู่ เพื่อที่จะกำจัด หรือทำให้สนามเกิดการสะท้อนกลับให้น้อยลง จะใช้เงื่อนไขขอบเขต

การดูดกลืน (ABC) วางไว้ที่ปลายโดเมนการคำนวณ เพื่อให้โดเมนการคำนวณเปรียบเสมือนมีขนาดเป็นระยะอนันต์

ได้มีการพัฒนาแนวความคิดของ ABC มาอย่างต่อเนื่อง [4-9] เพื่อให้มีประสิทธิภาพการดูดกลืนสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่มากกระทบบให้มากที่สุด จนในปัจจุบันได้ใช้เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบชั้นเมตซ์สมบรูณ์ (PML ABC) [2] ซึ่งเป็น ABC ที่มีประสิทธิภาพในการดูดกลืนสนามแม่เหล็กไฟฟ้ามากที่สุด

แนวความคิดของ PML ABC มาจากสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ (2.1) โดยได้ทำการแก้ไขแบ่งแต่ละส่วนประกอบของสนามออกเป็นสองส่วนประกอบ ซึ่งทำให้สมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์กระจายออกมาเป็นสมการผลต่างสี่บเนื่องจำกัดที่ใช้ร่วมกับ PML ABC ได้ทั้งหมด 12 สมการ คือ

$$\mu \frac{\partial H_{xy}}{\partial t} + \sigma_y^* H_{xy} = -\frac{\partial E_z}{\partial y} \quad (2.26a)$$

$$\mu \frac{\partial H_{xz}}{\partial t} + \sigma_z^* H_{xz} = \frac{\partial E_y}{\partial z} \quad (2.26b)$$

$$\mu \frac{\partial H_{yz}}{\partial t} + \sigma_z^* H_{yz} = -\frac{\partial E_x}{\partial z} \quad (2.26c)$$

$$\mu \frac{\partial H_{yx}}{\partial t} + \sigma_x^* H_{yx} = \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (2.26d)$$

$$\mu \frac{\partial H_{zx}}{\partial t} + \sigma_x^* H_{zx} = -\frac{\partial E_y}{\partial x} \quad (2.26e)$$

$$\mu \frac{\partial H_{xy}}{\partial t} + \sigma_y^* H_{xy} = -\frac{\partial E_x}{\partial y} \quad (2.26f)$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_{xy}}{\partial t} + \sigma_y E_{xy} = \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad (2.27a)$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_{xz}}{\partial t} + \sigma_z E_{xz} = -\frac{\partial H_y}{\partial z} \quad (2.27b)$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_{yz}}{\partial t} + \sigma_z E_{yz} = \frac{\partial H_x}{\partial z} \quad (2.27c)$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_{yx}}{\partial t} + \sigma_x E_{yx} = -\frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (2.27d)$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_x}{\partial t} + \sigma_x E_x = \frac{\partial H_y}{\partial x} \quad (2.27e)$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_y}{\partial t} + \sigma_y E_y = -\frac{\partial H_x}{\partial y} \quad (2.27f)$$

โดยที่

$$H_x = H_{xy} + H_{xz} \quad (2.28a)$$

$$H_y = H_{yz} + H_{yx} \quad (2.28b)$$

$$H_z = H_{zx} + H_{zy} \quad (2.28c)$$

$$E_x = E_{xy} + E_{xz} \quad (2.29a)$$

$$E_y = E_{yz} + E_{yx} \quad (2.29b)$$

$$E_z = E_{zx} + E_{zy} \quad (2.29c)$$

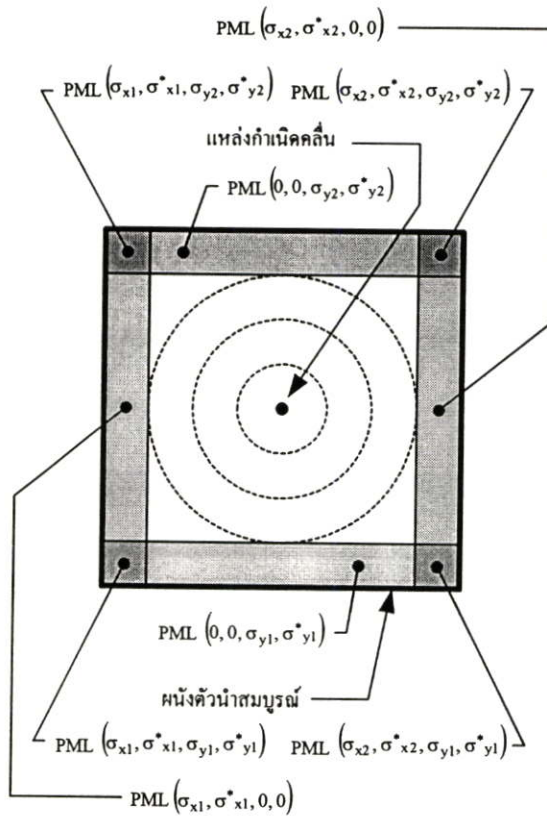
เมื่อ  $\sigma_x$ ,  $\sigma_y$  และ  $\sigma_z$  เป็นสภาพนำทางไฟฟ้าในทิศทาง  $x$ ,  $y$  และ  $z$  ตามลำดับ ส่วน  $\sigma_x^*$ ,  $\sigma_y^*$  และ  $\sigma_z^*$  เป็นความสูญเสียทางแม่เหล็กในทิศทาง  $x$ ,  $y$  และ  $z$  ตามลำดับ โดยที่แต่ละชั้นของ PML ABC จะต้องเป็นไปตามเงื่อนไข

$$\frac{\sigma}{\varepsilon_0} = \frac{\sigma^*}{\mu_0} \quad (2.30)$$

จากสมการ (2.30) จะได้อิมพีแดนซ์ (Impedance) ของคลื่นในตัวกลางที่มีความสูญเสียเท่ากับในตัวกลางที่ไม่มีการสูญเสีย และทำให้ไม่มีการสะท้อนเกิดขึ้นเมื่อคลื่นระนาบแพร่กระจายตั้งฉากข้ามรอยต่อระหว่างสองตัวกลางนี้ ตัวกลางที่มีความสูญเสียชนิดนี้เรียกว่าชั้นแมตซ์สมบรูณ์ (PML) ซึ่งจะนำมาใช้ที่ปลายโดเมนการคำนวณ FDTD โดยที่ประสิทธิภาพการดูดกลืนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะขึ้นอยู่กับจำนวนชั้นของ PML ที่ใช้วิเคราะห์

เพื่อที่จะทำให้เข้าใจแนวความคิดของ PML ABC ได้ง่ายขึ้น ให้พิจารณากริด FDTD แบบแผนคลื่น TE (Transverse Electric mode) สองมิติ (พิกัด  $x$  และ  $y$ ) ดังแสดงในรูปที่ 2.3 ซึ่งมีโดเมนการคำนวณที่ล้อมรอบด้วย PML โดยมีผนังตัวนำสมบรูณ์ (Perfectly conducting) อยู่ด้านนอกสุด ทั้งด้านซ้ายและขวาของกริด ( $x_{min}$  และ  $x_{max}$ ) แต่ละ PML จะมี  $\sigma_x$  และ  $\sigma_x^*$  เป็นไปตาม

เงื่อนไขของ (2.30) โดยมี  $\sigma_y = \sigma_y^* = 0$  เพื่อไม่ให้เกิดการสะท้อนข้ามรอยต่อระหว่างโดเมนการคำนวณกับ PML ส่วนที่ด้านล่างและด้านบนของกริด ( $y_{\min}$  และ  $y_{\max}$ ) แต่ละ PML จะมี  $\sigma_y$  และ  $\sigma_y^*$  เป็นไปตามเงื่อนไขของ (2.30) โดยมี  $\sigma_x = \sigma_x^* = 0$  และที่มุมทั้งสี่ของกริดมีการซ้อนกันของสอง PML ดังนั้น จะมีทั้งหมดสี่ความสูญเสีย ( $\sigma_x, \sigma_x^*, \sigma_y$  และ  $\sigma_y^*$ )



รูปที่ 2.3 โครงสร้างของกริด FDTD สองมิติที่มี PML ABC

รูปแบบการแบ่ง PML ควรจะมีการเพิ่มขึ้นของสภาพนำทางไฟฟ้า และความสูญเสียทางแม่เหล็กอย่างราบเรียบ โดยมีความสัมพันธ์กับความกว้างของ PML ในแต่ละชั้น ( $\rho$ ) ซึ่งรูปแบบการแบ่ง PML โดยทั่วไปจะมีสภาพนำทางไฟฟ้าอยู่ในเทอมของฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียล คือ

$$\sigma(\rho) = \sigma_{\max} (\rho/\delta)^N \tag{2.31}$$

เมื่อ  $\delta$  เป็นความกว้างทั้งหมดของ PML  $\sigma$  เป็นได้ทั้ง  $\sigma_x, \sigma_y$  และ  $\sigma_z$  ส่วน  $N$  เป็นอันดับการเพิ่มขึ้นของ  $\sigma$  ค่าของ  $\sigma_{\max}$  หาได้จากการกำหนดค่าของตัวร่วมการสะท้อนที่มุมศูนย์องศา ( $R(0)$ ) โดยจะมีความสัมพันธ์เป็น

$$R(0) = e^{-2\sigma_{\max}\delta/(N+1)\epsilon_0 c} \quad (2.32)$$

เมื่อได้ค่าของสภาพนำไฟฟ้าใน PML แต่ละชั้นแล้ว จะหาค่าของความสูญเสียทางแม่เหล็กใน PML แต่ละชั้นได้โดยใช้สมการ (2.30) และในการทำขั้นเวลาในบริเวณของ PML จะต้องเป็นการทำขั้นเวลาแบบเอกซ์โพเนนเชียล ซึ่งจะได้กล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

## 2.6 การทำขั้นเวลาแบบเอกซ์โพเนนเชียล

ในบริเวณของ PML ABC จะใช้การทำขั้นเวลาแบบเอกซ์โพเนนเชียล [10] เพื่อให้สนามที่แพร่กระจายในบริเวณนี้ถูกลดทอนลงอย่างรวดเร็ว พิจารณาระบบสมการของแมกซ์เวลล์ในตัวกลางนำไฟฟ้าของสมการ (2.26) และ (2.27) ทำการจัดรูปใหม่จะได้ระบบสมการเชิงอนุพันธ์อันดับหนึ่งเป็น

$$\frac{\partial H_{xy}}{\partial t} + \frac{\sigma_y^*}{\mu} H_{xy} = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial E_z}{\partial y} \quad (2.33a)$$

$$\frac{\partial H_{xz}}{\partial t} + \frac{\sigma_z^*}{\mu} H_{xz} = \frac{1}{\mu} \frac{\partial E_y}{\partial z} \quad (2.33b)$$

$$\frac{\partial H_{yz}}{\partial t} + \frac{\sigma_z^*}{\mu} H_{yz} = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial E_x}{\partial z} \quad (2.33c)$$

$$\frac{\partial H_{yx}}{\partial t} + \frac{\sigma_x^*}{\mu} H_{yx} = \frac{1}{\mu} \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (2.33d)$$

$$\frac{\partial H_{zx}}{\partial t} + \frac{\sigma_x^*}{\mu} H_{zx} = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial E_y}{\partial x} \quad (2.33e)$$

$$\frac{\partial H_{zy}}{\partial t} + \frac{\sigma_y^*}{\mu} H_{zy} = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial E_x}{\partial y} \quad (2.33f)$$

$$\frac{\partial E_{xy}}{\partial t} + \frac{\sigma_y}{\epsilon} E_{xy} = \frac{1}{\epsilon} \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad (2.34a)$$

$$\frac{\partial E_{xz}}{\partial t} + \frac{\sigma_z}{\epsilon} E_{xz} = -\frac{1}{\epsilon} \frac{\partial H_y}{\partial z} \quad (2.34b)$$

$$\frac{\partial E_{yz}}{\partial t} + \frac{\sigma_z}{\varepsilon} E_{yz} = \frac{1}{\varepsilon} \frac{\partial H_x}{\partial z} \quad (2.34c)$$

$$\frac{\partial E_{yx}}{\partial t} + \frac{\sigma_x}{\varepsilon} E_{yx} = -\frac{1}{\varepsilon} \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (2.34d)$$

$$\frac{\partial E_{zx}}{\partial t} + \frac{\sigma_x}{\varepsilon} E_{zx} = \frac{1}{\varepsilon} \frac{\partial H_y}{\partial x} \quad (2.34e)$$

$$\frac{\partial E_{zy}}{\partial t} + \frac{\sigma_y}{\varepsilon} E_{zy} = -\frac{1}{\varepsilon} \frac{\partial H_x}{\partial y} \quad (2.34f)$$

ทำการแก้สมการเชิงอนุพันธ์อันดับหนึ่งนี้ โดยกำหนดค่าเริ่มต้นให้ที่เวลา  $t=0$  แต่ละส่วนประกอบสนามมีค่าเป็นศูนย์ แล้วทำผลเฉลยที่ได้ให้อยู่ในรูปของสมการผลต่างสี่บเนื่องจำกัด ซึ่งจะได้อสมการผลต่างสี่บเนื่องจำกัดที่มีการทำขั้นเวลาแบบเอกซ์โพเนนเชียลเป็น

$$H_{xy}|_{i,j,k}^{n+1/2} = e^{-\sigma_y^* \Delta t / \mu} H_{xy}|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{1 - e^{-\sigma_y^* \Delta t / \mu}}{\sigma_y^*} \cdot \left( \frac{E_z|_{i,j-1/2,k}^n - E_z|_{i,j+1/2,k}^n}{\Delta y} \right) \quad (2.35a)$$

$$H_{xz}|_{i,j,k}^{n+1/2} = e^{-\sigma_z^* \Delta t / \mu} H_{xz}|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{1 - e^{-\sigma_z^* \Delta t / \mu}}{\sigma_z^*} \cdot \left( \frac{E_y|_{i,j,k+1/2}^n - E_y|_{i,j,k-1/2}^n}{\Delta z} \right) \quad (2.35b)$$

$$H_{yz}|_{i,j,k}^{n+1/2} = e^{-\sigma_z^* \Delta t / \mu} H_{yz}|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{1 - e^{-\sigma_z^* \Delta t / \mu}}{\sigma_z^*} \cdot \left( \frac{E_x|_{i,j,k-1/2}^n - E_x|_{i,j,k+1/2}^n}{\Delta z} \right) \quad (2.35c)$$

$$H_{yx}|_{i,j,k}^{n+1/2} = e^{-\sigma_x^* \Delta t / \mu} H_{yx}|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{1 - e^{-\sigma_x^* \Delta t / \mu}}{\sigma_x^*} \cdot \left( \frac{E_z|_{i+1/2,j,k}^n - E_z|_{i-1/2,j,k}^n}{\Delta x} \right) \quad (2.35d)$$

$$H_{zx}|_{i,j,k}^{n+1/2} = e^{-\sigma_x^* \Delta t / \mu} H_{zx}|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{1 - e^{-\sigma_x^* \Delta t / \mu}}{\sigma_x^*} \cdot \left( \frac{E_y|_{i-1/2,j,k}^n - E_y|_{i+1/2,j,k}^n}{\Delta x} \right) \quad (2.35e)$$

$$H_{zy}|_{i,j,k}^{n+1/2} = e^{-\sigma_y^* \Delta t / \mu} H_{zy}|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{1 - e^{-\sigma_y^* \Delta t / \mu}}{\sigma_y^*} \cdot \left( \frac{E_x|_{i,j+1/2,k}^n - E_x|_{i,j-1/2,k}^n}{\Delta y} \right) \quad (2.35f)$$

$$E_{xy}|_{i,j,k}^{n+1} = e^{-\sigma_y \Delta t / \varepsilon} E_{xy}|_{i,j,k}^n + \frac{1 - e^{-\sigma_y \Delta t / \varepsilon}}{\sigma_y} \cdot \left( \frac{H_z|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_z|_{i,j-1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta y} \right) \quad (2.36a)$$

$$E_{xz}|_{i,j,k}^{n+1} = e^{-\sigma_z \Delta t / \varepsilon} E_{xz}|_{i,j,k}^n + \frac{1 - e^{-\sigma_z \Delta t / \varepsilon}}{\sigma_z} \cdot \left( \frac{H_y|_{i,j,k-1/2}^{n+1/2} - H_y|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} \right) \quad (2.36b)$$

$$E_{yz}|_{i,j,k}^{n+1} = e^{-\sigma_z \Delta t / \varepsilon} E_{yz}|_{i,j,k}^n + \frac{1 - e^{-\sigma_z \Delta t / \varepsilon}}{\sigma_z} \cdot \left( \frac{H_x|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_x|_{i,j,k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} \right) \quad (2.36c)$$

$$E_{yx}|_{i,j,k}^{n+1} = e^{-\sigma_x \Delta t / \varepsilon} E_{yx}|_{i,j,k}^n + \frac{1 - e^{-\sigma_x \Delta t / \varepsilon}}{\sigma_x} \cdot \left( \frac{H_z|_{i-1/2,j,k}^{n+1/2} - H_z|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2}}{\Delta x} \right) \quad (2.36d)$$

$$E_{zx}|_{i,j,k}^{n+1} = e^{-\sigma_x \Delta t / \varepsilon} E_{zx}|_{i,j,k}^n + \frac{1 - e^{-\sigma_x \Delta t / \varepsilon}}{\sigma_x} \cdot \left( \frac{H_y|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} - H_y|_{i-1/2,j,k}^{n+1/2}}{\Delta x} \right) \quad (2.36e)$$

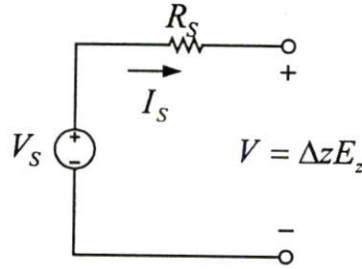
$$E_{zy}|_{i,j,k}^{n+1} = e^{-\sigma_y \Delta t / \varepsilon} E_{zy}|_{i,j,k}^n + \frac{1 - e^{-\sigma_y \Delta t / \varepsilon}}{\sigma_y} \cdot \left( \frac{H_x|_{i,j-1/2,k}^{n+1/2} - H_x|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta y} \right) \quad (2.36f)$$

## 2.7 การทำแบบจำลองของแหล่งกำเนิดที่มีความต้านทานและตัวต้านทาน

จาก [11] จะได้ว่าวงจรสมมูลสำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันที่มีความต้านทานภายในเป็น  $R_S$  ( $\Omega$ ) แสดงในรูปที่ 2.4 ถ้าความต้านทานของแหล่งกำเนิด  $R_S$  เป็นศูนย์ และแหล่งกำเนิดแรงดันวางอยู่ในทิศ  $z$  สนามไฟฟ้าที่ตำแหน่งแหล่งกำเนิดเป็น

$$E_S|_{i,j,k}^n = \frac{V_S(n\Delta t)}{\Delta Z} \quad (2.37)$$

เมื่อ  $V_S$  เป็นแหล่งกำเนิดแรงดันซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงไปตามเวลาเป็นพัลส์แบบเกาส์



รูปที่ 2.4 แหล่งกำเนิดแรงดันที่มีความต้านทาน  $R_S$

จากกฎของแอมแปร์ เมื่อทำอินทิกรัลเชิงเส้นของสนามแม่เหล็กกรอบตำแหน่งแหล่งกำเนิด จะได้กระแสที่ผ่านแหล่งกำเนิดเป็น

$$I_S |^{n-1/2} = \frac{1}{\Delta x} (H_x |_{i,j-1,k}^{n-1/2} - H_x |_{i,j,k}^{n-1/2}) + \frac{1}{\Delta y} (H_x |_{i,j,k}^{n-1/2} - H_x |_{i,j-1,k}^{n-1/2}) \quad (2.38)$$

ใช้กฎของโอห์มกับวงจรในรูปที่ 2.4 จะได้สนามแม่เหล็กที่ตำแหน่งแหล่งกำเนิดเป็น

$$E_S |_{i,j,k}^n = \frac{1}{\Delta Z} [V_S (n\Delta t) + I_S |^{n-1/2} R_S] \quad (2.39)$$

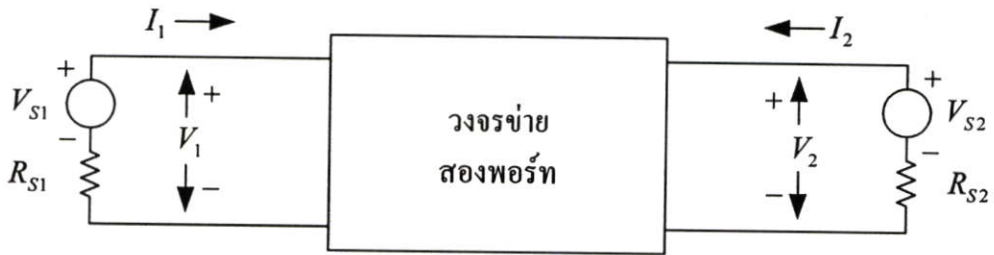
ส่วนการทำแบบจำลองของตัวต้านทานสามารถทำได้โดยกำหนดให้  $V_S$  ในสมการ (2.39) เท่ากับศูนย์ ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์การทำแบบจำลองของตัวต้านทานเป็น

$$E_S |_{i,j,k}^n = \frac{1}{\Delta Z} (I_S |^{n-1/2} R_S) \quad (2.40)$$

## 2.8 การหาพารามิเตอร์ $S$ โดยใช้วิธี FDTD

โดยทั่วไปแล้ว การหาพารามิเตอร์  $S$  โดยใช้วิธี FDTD จะทำการวิเคราะห์สองครั้ง [12] โดยครั้งแรก ทำแบบจำลองของโครงสร้างให้มีความต่อเนื่องยาวนานดี แล้ววิเคราะห์หาสนามที่เข้าไปในโครงสร้างนั้นโดยตรง ส่วนครั้งที่สอง ทำแบบจำลองของโครงสร้างจริงที่จะทำการวิเคราะห์ ซึ่งสนามที่วิเคราะห์ได้ในครั้งนี้จะเป็นสนามรวมที่ประกอบไปด้วยสนามที่เข้าไปในโครงสร้างและสนามที่สะท้อนออกมาจากโครงสร้าง ซึ่งเราสามารถหาสนามที่สะท้อนออกมาได้โดยนำสนามที่ได้จากการวิเคราะห์ในครั้งที่สองลบด้วยสนามที่ได้จากการวิเคราะห์ในครั้งแรก ต่อมานำสนามที่เข้าไปในโครงสร้างและสนามที่สะท้อนออกมาในแต่ละพอร์ทซึ่งอยู่ในโดเมนเวลาทำการแปลงฟูริเยร์ ซึ่งจะได้สนามอยู่ในโดเมนของความถี่ แล้วนำค่าสนามที่อยู่ในโดเมนความถี่เหล่านี้มาคำนวณหาค่าพารามิเตอร์  $S$

จากวิธีการหาค่าพารามิเตอร์  $S$  ที่ได้กล่าวมาข้างต้น จะเห็นได้ว่ามีความยุ่งยากในการหาสนามที่เข้าไปในโครงสร้าง และสนามที่สะท้อนออกมา และยังคงทำการวิเคราะห์ถึงสองครั้ง ทำให้ใช้เวลาในการวิเคราะห์มาก ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ จึงใช้วิธีการหาพารามิเตอร์  $S$  โดยใช้ทฤษฎีวงจรขั้วสองพอร์ตเข้าช่วย โดยที่พอร์ททั้งสองด้านจะมีแบบจำลองแหล่งกำเนิดที่มีความต้านทานต่ออยู่ ดังแสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แรงดัน กระแส และความต้านทาน สำหรับวงจรขั้วสองพอร์ท

จาก [13] จะสามารถหาพารามิเตอร์  $S$  ได้โดยนิยามให้

$$a_i = \frac{V_i + R_{Si} I_i}{2\sqrt{R_{Si}}} \quad (2.41a)$$

$$b_i = \frac{V_i - R_{Si} I_i}{2\sqrt{R_{Si}}} \quad (2.41b)$$

และสามารถหาพารามิเตอร์  $S$  ต่าง ๆ ได้จาก

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.42a)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.42b)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.42c)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (2.42d)$$

โดยที่  $V_{Si}$  และ  $R_{Si}$  คือ  $V_S$  และ  $R_S$  ในการทำแบบจำลองแหล่งกำเนิดที่มีความต้านทานและตัวต้านทานที่พอร์ท  $i$  ตามลำดับ ส่วนค่าของ  $V_i$  ที่ตำแหน่งสเปซ  $(i, j, k)$  และที่ชั้นเวลา  $n$  หาได้จาก

$$V_i^n|_{i,j,k} = -\Delta z \cdot E_z^n|_{i,j,k} \quad (2.43)$$

## 2.9 สรุป

วิธี FDTD มาจากแนวความคิดของยี่ 3 ข้อ ข้อที่ 1 คือ ทำการหาค่าสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กพร้อมกัน ซึ่งจะทำให้วิธี FDTD สามารถวิเคราะห์ได้รวดเร็ว ข้อที่ 2 คือ แต่ละส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าจะถูกล้อมรอบด้วยสี่ส่วนประกอบสนามแม่เหล็ก และแต่ละส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กจะถูกล้อมรอบด้วยสี่ส่วนประกอบสนามไฟฟ้า ซึ่งเป็นไปตามกฎของแอมแปร์และกฎของฟาราเดย์ ทำให้วิธี FDTD นี้มีความเที่ยงตรงสูง และข้อสุดท้ายคือ การทำขั้นเวลาแบบลีฟฟรอก ซึ่งเป็นกระบวนการที่มีแบบแผนแน่นอน ทำให้วิธี FDTD มีขั้นตอนที่ไม่ซับซ้อนง่ายต่อการเขียนเป็นโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ซึ่งจาก 3 แนวความคิดของยี่นี้ จะทำให้ได้สูตรผลต่างสี่บเนื่องจำกัดมาตรฐานสำหรับแต่ละส่วนประกอบสนามและค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังแสดงในสมการ (2.10) ถึง (2.13) และในการวิเคราะห์จะต้องเป็นตามเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลขในสมการ (2.24) ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ จะใช้เงื่อนไขขั้นเวลาเมจิก (2.25) เพื่อทำให้มีค่าผิดพลาดที่เกิดจากการแพร่กระจายตามความถี่ให้น้อยที่สุด

ที่ปลายของโดเมนการคำนวณ จะต้องใช้ ABC เพื่อทำให้สนามที่มาตกกระทบสะท้อนกลับเข้าไปในโดเมนการคำนวณให้น้อยที่สุด ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ จะใช้ PML ABC ซึ่งจะต้องทำการแก้ไขสมการผลต่างสี่บเนื่องจำกัดใหม่เป็นสมการ (2.26) ถึง (2.29) และที่แต่ละชั้นของ PML จะต้องเป็นไปตามเงื่อนไขในสมการ (2.30) ส่วนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ หาได้จากสมการ (2.31) และ (2.32) ส่วนที่ PML จะต้องทำขั้นเวลาแบบเอกซ์โพเนนเชียลในสมการ (2.35) ถึง (2.36) เพื่อให้แต่ละส่วนประกอบสนามมีขนาดลดลงอย่างรวดเร็ว

ในการวิเคราะห์ ได้ใช้แบบจำลองของแหล่งกำเนิดที่มีความต้านทาน และแบบจำลองตัวต้านทาน ในสมการ (2.38) ถึง (2.40) เพื่อช่วยในการหาพารามิเตอร์  $S$  โดยในการหาค่าพารามิเตอร์  $S$  จะใช้สมการ (2.41) ถึง (2.43)

### บทที่ 3

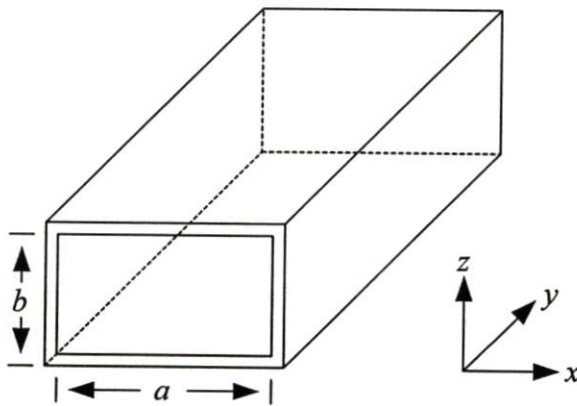
## ทฤษฎีการวิเคราะห์ท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก

### 3.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์  $S$  ของท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากแบบไม่ต่อเนื่องโดยใช้วิธีแปลงรูปทรงทางเรขาคณิตของ โครงสร้างท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากแบบไม่ต่อเนื่องมาเป็นวงจรมุมฉากที่เหมาะสม โดยในส่วนของบทนี้จะกล่าวถึงคุณสมบัติต่าง ๆ ของท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก หลังจากนั้นจะเป็นการวิเคราะห์ท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากแบบไม่ต่อเนื่อง

### 3.2 คุณสมบัติของท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก

ท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ใช้วิเคราะห์มีรูปทรงทางเรขาคณิตและระบบพิกัด ดังแสดงในรูปที่ 3.1 โดยที่ท่อนำคลื่นมีหน้าตัดกว้าง  $a$  (m) ยาว  $b$  (m) และคลื่นเดินทางไปตามแนวแกน  $y$



รูปที่ 3.1 รูปทรงทางเรขาคณิตและระบบพิกัดของ โครงสร้างท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก .

ในการวิเคราะห์โครงสร้างของท่อนำคลื่นที่แสดงในรูปที่ 3.1 [14-16] เมื่อทำการแก้สมการคลื่น โดยกำหนดเงื่อนไขขอบเขตที่เหมาะสมจะได้ค่าคงที่การแพร่กระจาย (Propagation constant)  $\gamma$  เป็น

$$\gamma = \sqrt{k_c^2 - k^2} \quad (3.1)$$

โดยที่  $k$  เป็นหมายเลขคลื่นในบริเวณที่เป็นอวกาศว่าง (Wave number in free space:  $rad \cdot m^{-1}$ ) และ  $k_c$  เป็นหมายเลขคลื่นคัทออฟ (Cut-off wave number:  $rad \cdot m^{-1}$ )

สำหรับในแบบแผนคลื่น  $TE_{m,n}$  หรือ  $TM_{m,n}$  สามารถหาหมายเลขคลื่นคัทออฟ  $k_c$  ความถี่คัทออฟ (Cut-off frequency)  $f_c$  (Hz) และความยาวคลื่นคัทออฟ (Cut-off wavelength)  $\lambda_c$  (m) ได้จาก

$$(k_c)_{m,n} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (3.2)$$

$$(f_c)_{m,n} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (3.3)$$

$$(\lambda_c)_{m,n} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}} \quad (3.4)$$

เมื่อคลื่นมีความถี่ (Frequency)  $f$  มากกว่าความถี่คัทออฟ  $f_c$  คลื่นจะสามารถเคลื่อนที่ผ่านท่อนำคลื่นได้ เราสามารถคำนวณหาค่าคงที่เฟส  $\beta$  (Phase constant:  $rad \cdot m^{-1}$ ) ได้จาก

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} \quad (3.5)$$

ถ้าคลื่นมีความถี่  $f$  เท่ากับความถี่คัทออฟ  $f_c$  จะเกิดการคัทออฟ ซึ่งจะได้

$$\beta = 0 \quad (3.6)$$

แต่ถ้าคลื่นมีความถี่  $f$  น้อยกว่าความถี่คัทออฟ  $f_c$  คลื่นจะถูกลดทอนลงอย่างรวดเร็ว เราสามารถคำนวณหาค่าคงที่การลดทอน (Attenuation constant)  $\alpha$  ( $Np \cdot m^{-1}$ ) ซึ่งเป็นการสูญเสียที่เกิดจากการแผ่กระจาย (Radiation loss)  $\alpha_r$  ( $Np \cdot m^{-1}$ ) ได้จาก

$$\alpha_r = \sqrt{k_c^2 - k^2} \quad (3.7)$$

ความเร็วเฟสในท่อนำคลื่น (Phase velocity)  $v_g$  ( $m \cdot s^{-1}$ ) และความยาวคลื่นในท่อนำคลื่น (Wavelength in waveguide)  $\lambda_g$  ( $m$ ) หาได้จาก

$$v_g = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (3.8)$$

$$\lambda_g = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \cdot \frac{1}{\sqrt{f^2 - f_c^2}} \quad (3.9)$$

แบบแผนคลื่นการแพร่กระจายคลื่นในท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากไม่ได้เป็น *TEM* (Transverse electromagnetic) ดังนั้น อิมพีแดนซ์ลักษณะ (Characteristic impedance)  $Z_0$  ( $\Omega$ ) สามารถกำหนดให้อยู่ในเทอมของอัตราระหว่างแรงดัน (Voltage)  $v$  ( $V$ ) กับกระแส (Current)  $i$  ( $A$ ) หรือในเทอมของกำลังส่งผ่าน (Power)  $P$  ( $W$ ) สำหรับแรงดันหรือกระแสที่กำหนด นั่นคือ

$$Z_0(v, i) = \frac{v}{i}, \quad Z_0(P, i) = \frac{2P}{i \cdot i^*}, \quad Z_0(P, v) = \frac{v \cdot v^*}{2P} \quad (3.10)$$

เพื่อความสะดวกในการคำนวณ เราจะสมมติให้การแพร่กระจายคลื่นในท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากเป็นเส้นแบบแผนคลื่น *TEM* แต่จะทำให้ได้  $Z_0$  ที่แตกต่างกันสามค่า โดยที่ทั้งสามค่านี้จะอยู่ในเทอมของอิมพีแดนซ์คลื่นตัดขวาง (Transverse-wave impedance)  $Z_z$  ( $\Omega$ ) ซึ่งนิยามเป็นอัตราระหว่างส่วนประกอบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กตัดขวาง อิมพีแดนซ์คลื่นตัดขวางสำหรับแบบแผนคลื่น *TE* และ *TM* สามารถแสดงนิพจน์ได้เป็น

$$Z_z(TE) = \frac{2\pi f \mu}{\beta} = \frac{\eta}{\sqrt{1 - (f_c/f)^2}} \quad (3.11)$$

$$Z_z(TM) = \frac{\beta}{2\pi f \epsilon} = \eta \sqrt{1 - (f_c/f)^2} \quad (3.12)$$

เมื่อ  $\eta$  เป็นอิมพีแดนซ์อินทรินซิก (Intrinsic impedance:  $\Omega$ )

สำหรับแบบแผนคลื่น *TE* ความเป็นใหญ่ (Dominant TE mode) ในท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก ในการคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะ แรงดัน  $v$  เป็นแรงดันมากที่สุดระหว่าง

ผนังด้านล่างกับด้านบนของท่อนำคลื่น ส่วนกระแส  $i$  เป็นกระแสตามแนวยาวทั้งหมดในผนังด้านล่างของท่อนำคลื่น ซึ่งจะได้ิมพีแดนซ์คุณลักษณะที่แตกต่างกันสามค่าเป็น

$$Z_0(v, i) = \frac{\pi b}{2a} Z_z \quad (3.13a)$$

$$Z_0(P, i) = \frac{\pi^2 b}{8a} Z_z \quad (3.13b)$$

$$Z_0(P, v) = \frac{2b}{a} Z_z \quad (3.13c)$$

การสูญเสียที่เกิดจากผนังของท่อนำคลื่นไม่ได้เป็นตัวนำสมบูรณ์ การสูญเสียที่เกิดจากตัวนำ (Conductor loss)  $\alpha_c$  (dB/m) สำหรับแบบแผนคลื่นต่าง ๆ หาได้จาก

$$(\alpha_c)_{TE_{m0}} = \frac{8.686R_s}{b\eta\sqrt{1-(f_c/f)^2}} \left[ 1 + \frac{2b}{a} (f_c/f)^2 \right] \quad (3.14a)$$

$$(\alpha_c)_{TE_{mn}} = \frac{17.37R_s}{b\eta\sqrt{1-(f_c/f)^2}} \left\{ \left( 1 + \frac{b}{a} \right) \left( \frac{f_c}{f} \right)^2 + b \cdot \left[ 1 - \left( \frac{f_c}{f} \right)^2 \right] \cdot \left[ \frac{bm^2 + an^2}{b^2m^2 + a^2n^2} \right] \right\} \quad (n \neq 0) \quad (3.14b)$$

$$(\alpha_c)_{TM_{mn}} = \frac{17.37R_s}{b\eta\sqrt{1-(f_c/f)^2}} \left[ \frac{m^2(b/a)^3 + n^2}{m^2(b/a)^2 + n^2} \right] \quad (3.15)$$

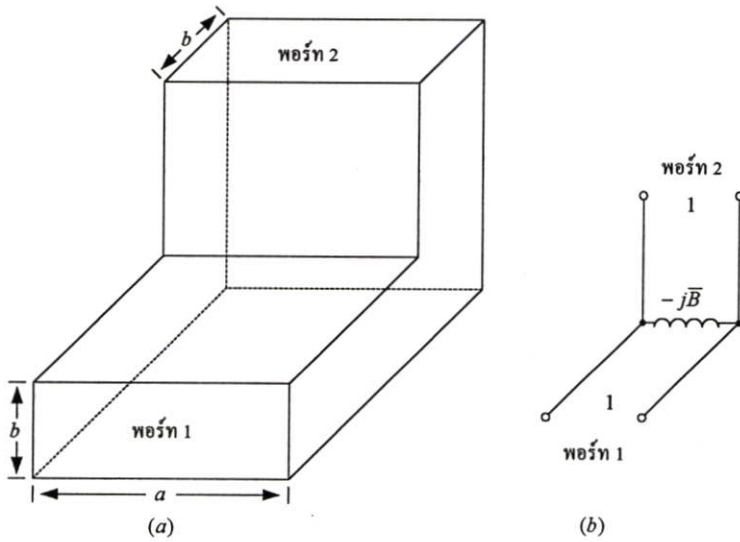
เมื่อ  $R_s$  เป็นสภาพต้านทานพื้นผิวของตัวนำ (Surface resistivity:  $\Omega m^2$ )

### 3.3 ท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากแบบไม่ต่อเนื่อง

ในหัวข้อนี้จะทำการวิเคราะห์หาคุณสมบัติของท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากแบบไม่ต่อเนื่อง โดยทำการแปลงโครงสร้างของท่อนำคลื่นเป็นวงจรสมมูลที่เหมาะสม แล้วจึงคำนวณหาค่าพารามิเตอร์  $S$  จากวงจรสมมูลนี้

### 3.3.1 ท่อนำคลื่นแบบทำมุมตั้งฉากในระนาบสนามไฟฟ้า

ท่อนำคลื่นแบบทำมุมตั้งฉากในระนาบสนามไฟฟ้ามีรูปทรงทางเรขาคณิตและวงจรสมมูล ดังแสดงในรูปที่ 3.2 โดยกำหนดให้ทางด้านพอร์ท 1 และพอร์ท 2 มีขนาดหน้าตัดกว้าง  $a$  (m) และสูง  $b$  (m) ดังแสดงในรูปที่ 3.2(a)



รูปที่ 3.2 ท่อนำคลื่นแบบทำมุมตั้งฉากในระนาบสนามไฟฟ้า: (a) รูปทรงทางเรขาคณิต; (b) วงจรสมมูล

ในการแปลงเป็นวงจรสมมูล ที่บริเวณทำมุมตั้งฉากจะแปลงเป็นตัวเหนี่ยวนำที่มีค่า ไซสเชปแตนซ์ (Susceptance) เป็น  $-B$  ( $\Omega^{-1}$ ) ต่อขนานอยู่ ส่วนที่ปลายของพอร์ท 1 และพอร์ท 2 มีแอดมิตแตนซ์ลักษณะ (Characteristic admittance) เป็น 1 ( $\Omega^{-1}$ ) ดังแสดงในรูปที่ 3.2(b) ซึ่งสามารถหาค่าของแต่ละองค์ประกอบในวงจรสมมูลจากความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$\bar{B} = \frac{\bar{B}_a^2 + 1}{\bar{B}_b} - 2\bar{B}_a \quad (3.16)$$

เมื่อ

$$\bar{B}_a = -x \left\{ \frac{\cot \pi x}{x} - \frac{1}{\pi x^2} - \frac{\pi}{6} + \ln 2 + \frac{A_0 e^{-\pi/2} + (A_1 - A_2) e^{-\pi} + A_0^2 (1 + 5e^{-\pi}) / 16}{1 - (1 + 5e^{-\pi})(A_1 - A_2) / 4} \right\}$$

$$\bar{B}_b = \frac{1}{2} \left\langle \frac{1}{\pi x} \left[ 1 + \pi x \cot \pi x - \pi x^2 \cdot \left[ 5 \ln 2 - \frac{7\pi}{6} - 8 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n(e^{2\pi n} - 1)} \right] \right. \right. \\ \left. \left. + \pi x^2 \cdot \frac{A'_0 e^{-\pi/2} - (A_1 + A_2) e^{-\pi} + A_0'^2 (1 - 3e^{-\pi}) / 16}{1 + (1 - 3e^{-\pi})(A_1 + A_2) / 4} \right] + \bar{B}_a \right\rangle$$

$$x = \frac{2b}{\lambda_g}$$

$$A_0 = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{x^2}{1 - x^2}$$

$$A'_0 = A_0 - \frac{8}{\sinh(\pi)}$$

$$A_1 = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{x^2}{1 - 0.5x^2}$$

$$A_2 = \frac{4}{\sqrt{1 - x^2} \cdot [1 - \exp(-2\pi\sqrt{1 - x^2})]} - \frac{4}{1 - e^{-2\pi}}$$

และจากรูปที่ 3.2(b) เราสามารถหาค่าพารามิเตอร์  $S$  ได้จาก

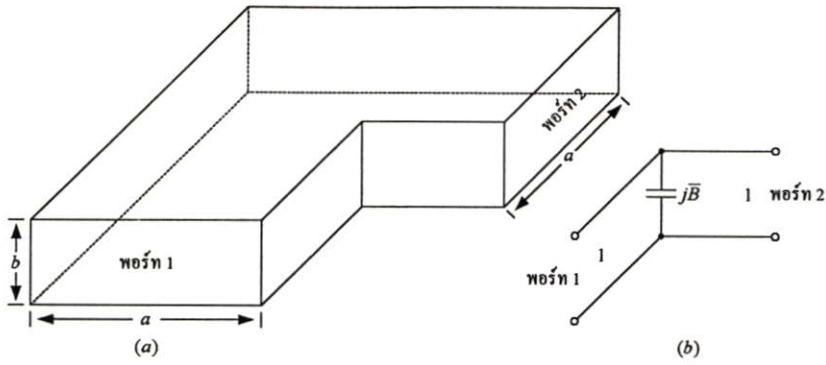
$$S_{11} = S_{22} = \frac{j\bar{B}}{2 - j\bar{B}} \quad (3.17a)$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{2}{2 - j\bar{B}} \quad (3.17b)$$

### 3.3.2 ท่อนำคลื่นแบบทำมุมตั้งฉากในระนาบสนามแม่เหล็ก

ท่อนำคลื่นแบบทำมุมตั้งฉากในระนาบสนามแม่เหล็กมีรูปทรงทางเรขาคณิตและวงจรสมมูลดังแสดงในรูปที่ 3.3 โดยกำหนดให้พอร์ท 1 และพอร์ท 2 มีขนาดหน้าตัดกว้าง  $a$  (m) และสูง  $b$  (m) ดังแสดงในรูปที่ 3.3(a)

ในการแปลงเป็นวงจรสมมูล ที่บริเวณทำมุมตั้งฉากจะแปลงเป็นคัพเก็บประจุที่มีค่าชั้สเซปแดนซ์เป็น  $\bar{B}$  ( $\Omega^{-1}$ ) ต่อขนานอยู่ ส่วนที่ปลายของพอร์ท 1 และพอร์ท 2 มีแอดมิตแดนซ์คุณลักษณะเป็น 1 ( $\Omega^{-1}$ ) ดังแสดงในรูปที่ 3.3(b) ซึ่งสามารถหาค่าของแต่ละองค์ประกอบในวงจรสมมูลจากความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.3 ท่อนำคลื่นแบบทำมุมตั้งฉากในระนาบสนามแม่เหล็ก: (a) รูปทรงทางเรขาคณิต; (b) วงจรสมมูล

$$\bar{B} = \frac{\bar{B}_a^2 + 1}{\bar{B}_b} - 2\bar{B}_a \quad (3.18)$$

เมื่อ

$$\bar{B}_a = \frac{1}{x} \left[ A_1 - x \cot \pi x + \frac{1}{\pi} \left( \frac{1+x^2}{1-x^2} \right) + A_2 \right] (1 + A_3)$$

$$\bar{B}_b = \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{x} \left[ -A'_1 - x \cot \pi x + \frac{1}{\pi} \left( \frac{1+x^2}{1-x^2} \right) + A'_2 \right] (1 + A'_3) - \bar{B}_a \right\}$$

$$x = \frac{2a}{\lambda_g}$$

$$A_1 = \frac{2}{1 - e^{-2\pi}} - \frac{4(1 + 63e^{-2\pi})}{2(1 + 5e^{-\pi})(1 + 63e^{-2\pi}) - (63/2)^2 e^{-3\pi}}$$

$$A'_1 = -\frac{2}{1 - e^{-2\pi}} + \frac{4(1 - 33e^{-2\pi})}{2(1 - 3e^{-\pi})(1 - 33e^{-2\pi}) - (32/3)^2 e^{-3\pi}}$$

$$A_2 = \frac{\left[ 0.1801 \left( \frac{1+x^2}{4-x^2} \right) + 0.2021 \right]^2}{\frac{\sqrt{3-x^2}}{1 - \exp(-2\pi\sqrt{3-x^2})} - 0.1858 - 0.1592 \left( \frac{1+x^2}{7-x^2} \right)}$$

$$A'_2 = \frac{\left[ 0.1801 \left( \frac{1+x^2}{4-x^2} \right) + 0.1669 \right]^2}{\frac{\sqrt{3-x^2}}{1 - \exp(-2\pi\sqrt{3-x^2})} - 0.1432 - 0.1592 \left( \frac{1+x^2}{7-x^2} \right)}$$

$$A_3 = \begin{cases} 0.01 - 0.0095x; & 0 \leq x \leq 1 \\ -\frac{0.00416}{1.5-x} + 0.004 + 0.0019x + 0.002x^2; & x > 1 \end{cases}$$

$$A'_3 = \begin{cases} -\frac{0.00416}{1.26-x} - 0.0016 + 0.0034x - 0.0026x^2; & 0 \leq x \leq 1.2 \\ \frac{0.00136}{x-1.26} + 0.0076 - 0.0066x; & x > 1.2 \end{cases}$$

และจากรูปที่ 3.3(b) เราสามารถหาค่าพารามิเตอร์  $S$  ได้จาก

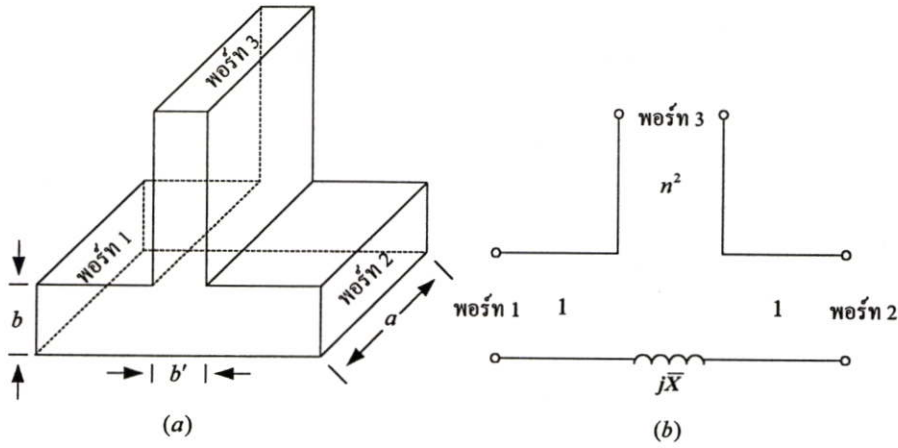
$$S_{11} = S_{22} = \frac{j\bar{B}}{2 - j\bar{B}} \quad (3.19a)$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{2}{2 - j\bar{B}} \quad (3.19b)$$

### 3.3.3 ท่อนำคลื่นแบบข้อต่อ T ในระนาบสนามไฟฟ้า

ท่อนำคลื่นแบบข้อต่อ T ในระนาบสนามไฟฟ้ามีรูปทรงทางเรขาคณิตและวงจรมุมดังแสดงในรูปที่ 3.4 โดยกำหนดให้พอร์ต 1 และพอร์ต 2 มีขนาดหน้าตัดกว้าง  $a$  (m) และสูง  $b$  (m) ส่วนพอร์ตที่ 3 กว้าง  $a$  (m) และสูง  $b'$  (m) ดังแสดงในรูปที่ 3.4(a)

ในการแปลงเป็นวงจรมุม ที่บริเวณข้อต่อ T จะแปลงเป็นคircuit ที่มีคาร์เรอแดนซ์ (Reactance) เป็น  $\bar{X}$  ( $\Omega$ ) ต่ออนุกรมอยู่ระหว่างปลายด้านหนึ่งของพอร์ต 1 กับพอร์ต 2 และมีพอร์ต 3 ต่ออนุกรมอยู่ระหว่างปลายอีกด้านหนึ่งของพอร์ต 1 และพอร์ต 2 ส่วนที่ปลายของพอร์ต 1 และพอร์ต 2 มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะคุณลักษณะเป็น  $1$  ( $\Omega$ ) ที่ปลายพอร์ต 3 มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะคุณลักษณะเป็น  $n^2$  ( $\Omega$ ) ดังแสดงในรูปที่ 3.4(b) ซึ่งสามารถหาค่าของแต่ละองค์ประกอบในวงจรมุมจากความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.4 ท่อนำคลื่นแบบข้อต่อ T ในระนาบสนามไฟฟ้า: (a) รูปทรงทางเรขาคณิต; (b) วงจรสมมูล

$$\bar{X} = 2 \cdot \frac{A_0(1 + A_c^2 - A_a^2 - A_b^2) - (1 - A_0^2)(A_a - A_b A_c)}{(A_a - A_0)^2 + (A_b + A_0 A_c)^2} \quad (3.20)$$

$$n^2 = \frac{2(1 + A_0^2)(A_b + A_a A_c)}{(A_a - A_0)^2 + (A_b + A_0 A_c)^2} \quad (3.21)$$

เมื่อ

$$A_0 = \bar{B}_a$$

$$A_a = \bar{B}_a - 2\bar{B}_b - 2\bar{B}_c$$

$$A_b = \frac{2b'}{b} \cdot \bar{B}_c^2 - A_a A_c$$

$$A_c = \frac{b'}{b} \cdot (\bar{B}_a - \bar{B}_c)$$

$$\bar{B}_a = \frac{2b'}{\lambda_g} \left( \tan^{-1} \frac{1}{\alpha} + \frac{\ln \sqrt{1 + \alpha^2}}{\alpha} \right)$$

$$\bar{B}_b = \frac{1}{2} \left[ \bar{B}_a - \frac{2b}{\lambda_g} \left( \frac{\pi\alpha}{3} + A_1 \right) \right]$$

$$\bar{B}_c = \frac{\lambda_g}{2\pi b'}$$

$$\bar{B}_d = \frac{b}{\lambda_g} \left( \frac{\pi}{3\alpha} + A_2 \right)$$

$$\alpha = \frac{b'}{2b}$$

$$A_1 = -\frac{2\alpha}{\pi} \cdot \exp\left(-\frac{2 \tan^{-1} \alpha}{\alpha}\right) \left\{ 1 + \frac{5 + \alpha^2}{4(1 + \alpha^2)} \cdot \exp\left(-\frac{2 \tan^{-1} \alpha}{\alpha}\right) + \frac{1}{9} \left[ \frac{4}{1 + \alpha^2} + \left( \frac{5 + \alpha^2}{1 + \alpha^2} \right)^2 \right] \cdot \exp\left(-\frac{2 \tan^{-1} \alpha}{\alpha}\right) \right\}$$

$$A_2 = 2 \left[ \alpha \tan^{-1} \frac{1}{\alpha} + \frac{\tan^{-1} \alpha}{\alpha} + \ln \frac{1 + \alpha^2}{4\alpha} - \frac{\pi(1 + \alpha^2)}{6\alpha} \right] - A_1$$

และจากรูปที่ 3.4(b) เราสามารถหาค่าพารามิเตอร์  $S$  ได้จาก

$$S_{11} = S_{22} = \frac{1}{2} \left[ 1 + \frac{n^2 - 2 + j\bar{X}}{n^2 + 2 + j\bar{X}} \right] \quad (3.22a)$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{1}{2} \left[ 1 - \frac{n^2 - 2 + j\bar{X}}{n^2 + 2 + j\bar{X}} \right] \quad (3.22b)$$

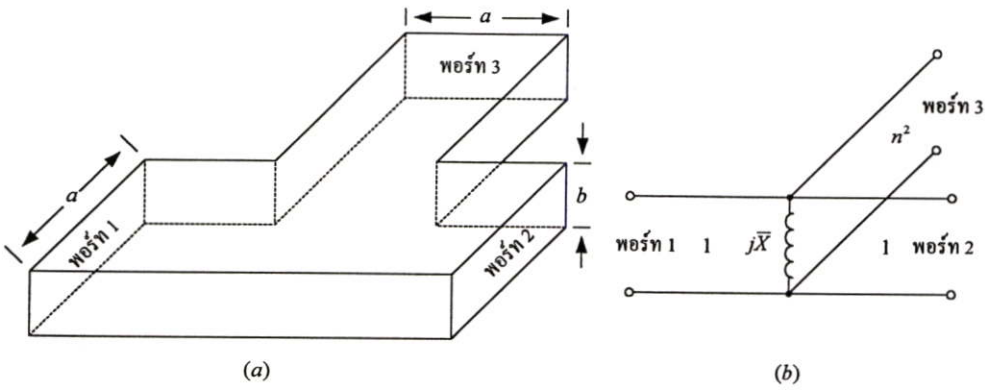
$$S_{13} = S_{23} = S_{31} = S_{32} = \sqrt{n^2} \cdot \frac{2}{2 + n^2 + j\bar{X}} \quad (3.22c)$$

$$S_{33} = \frac{2 - n^2 + j\bar{X}}{2 + n^2 + j\bar{X}} \quad (3.22d)$$

### 3.3.4 ท่อนำคลื่นแบบขั้วต่อ T ในระนาบสนามแม่เหล็ก

ท่อนำคลื่นแบบขั้วต่อ T ในระนาบสนามแม่เหล็กมีรูปทรงทางเรขาคณิตและวงจรมุมฉากแสดงในรูปที่ 3.5 โดยกำหนดให้พอร์ท 1 พอร์ท 2 และพอร์ท 3 มีขนาดหน้าตัดกว้าง  $a$  (m) และสูง  $b$  (m) ดังแสดงในรูปที่ 3.5(a)

ในการแปลงเป็นวงจรมุมฉาก ที่บริเวณขั้วต่อ T จะแปลงเป็นพอร์ทที่ 1 ค่อยู่กับพอร์ทที่ 2 โดยตรง และมีพอร์ท 3 กับตัวเหนี่ยวนำที่มีค่ารีแอกแตนซ์เป็น  $\bar{X}$  ( $\Omega$ ) ต่อขนานอยู่กับพอร์ท 1 และพอร์ท 2 ส่วนที่ปลายของพอร์ท 1 และพอร์ท 2 มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะคุณลักษณะเป็น 1 ( $\Omega$ ) ที่ปลายพอร์ท 3 มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะคุณลักษณะเป็น  $n^2$  ( $\Omega$ ) ดังแสดงในรูปที่ 3.5(b) ซึ่งสามารถหาค่าของแต่ละองค์ประกอบในวงจรมุมฉากจากความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.5 ท่อนำคลื่นแบบข้อต่อ T ในระนาบสนามแม่เหล็ก: (a) รูปทรงทางเรขาคณิต; (b) วงจรสมมูล

$$\bar{X} = \frac{1}{2} \cdot \frac{4(X_2 - X_1)^2 + (X_0 + X_1 X_4)^2}{(1 - X_1^2)(4X_2 - X_0 X_4) - X_1(4 + X_4^2 - 4X_2^2 - X_0^2)} \quad (3.23)$$

$$n^2 = \frac{4(X_2 - X_1)^2 + (X_0 + X_1 X_4)^2}{4(1 + X_1^2)X_3^2} \quad (3.24)$$

เมื่อ

$$X_0 = X_3^2 - X_2 X_4$$

$$X_1 \approx x \left[ x \cot \theta - 0.0103 - \frac{\left( \frac{4}{5\pi} \cdot \frac{1+x^2}{4-x^2} + 0.2614 \right)^2}{\frac{\sqrt{3-x^2}}{1 - \exp(-2\pi\sqrt{3-x^2})} - 0.0694} \right]^{-1}$$

$$X_2 \approx x \left( -\frac{A}{AC + B^2} - 0.057 + \frac{0.085}{1.62 - x^2} \right)$$

$$X_3 \approx x \left( \frac{B}{AC + B^2} \right)$$

$$X_4 \approx x \left( \frac{B + C}{AC + B^2} \right) - X_3$$

$$A = \frac{x}{2} \cot(2\theta) - 0.0322$$

$$B = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{1+x^2}{1-x^2} + 0.03246$$

$$C = x \tan \theta + 0.0195$$

$$x = \frac{2a}{\lambda_g}$$

$$\theta = \frac{\pi a}{\lambda_g}$$

และจากรูปที่ 3.5(b) เราสามารถหาค่าพารามิเตอร์  $S$  ได้จาก

$$S_{11} = S_{22} = \frac{-n^2 - jX}{n^2 + jX(4n^2 + 1)} \quad (3.25a)$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{j4n^2 X}{n^2 + jX(4n^2 + 1)} \quad (3.25b)$$

$$S_{13} = S_{23} = S_{31} = S_{32} = \sqrt{n^2} \cdot \frac{j2X}{jX + n^2(1 + j2X)} \quad (3.25c)$$

$$S_{33} = \frac{jX - n^2(1 + j2X)}{jX + n^2(1 + j2X)} \quad (3.25d)$$

### 3.4 สรุป

การวิเคราะห์ท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากแบบไม่ต่อเนื่องที่ได้กล่าวถึงในบทนี้ ซึ่งได้แก่ ท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากแบบทำมุมตั้งฉากในทั้งระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก และ ท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากแบบข้อต่อ T ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ชั้นแรก จะแปลงรูปทรงเรขาคณิตของโครงสร้างท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ไม่ต่อเนื่องมาเป็นวงจรสมมูลที่เหมาะสมก่อน ซึ่งจะนำขนาดต่าง ๆ ของท่อนำคลื่น และพารามิเตอร์  $\lambda_g$  มาคำนวณหาค่าของแต่ละองค์ประกอบของวงจรสมมูล โดยที่ค่าของพารามิเตอร์  $\lambda_g$  สามารถหาได้จากสมการ (3.9) โดยที่จะทำการวิเคราะห์ในแบบแผนคลื่นความถี่ใหญ่เท่านั้น ส่วนค่าขององค์ประกอบในวงจรสมมูลจะเป็นค่าที่นอร์มัลไลซ์กับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะหรือแอดมิตแดนซ์คุณลักษณะ หลังจากได้ค่าของแต่ละองค์ประกอบในวงจรสมมูลแล้ว จึงหาค่าต่าง ๆ ของพารามิเตอร์  $S$  จากวงจรสมมูลนั้น

## บทที่ 4

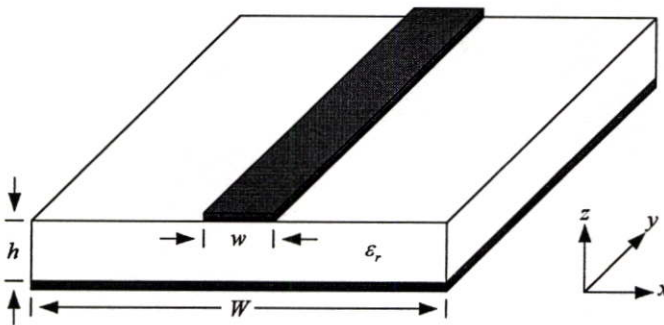
# ทฤษฎีการวิเคราะห์สายไมโครสตริป

### 4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์  $S$  ของสายไมโครสตริปโดยใช้วิธีแปลงรูปทรงทางเรขาคณิตของโครงสร้างสายไมโครสตริปมาเป็นวงจรมุมลที่เหมาะสม โดยในส่วนแรกของบทนี้จะกล่าวถึงคุณสมบัติต่าง ๆ ของสายไมโครสตริป หลังจากนั้นจะเป็นการวิเคราะห์สายไมโครสตริปแบบไม่ต่อเนื่อง

### 4.2 คุณสมบัติของสายไมโครสตริป

สายไมโครสตริปเป็นโครงสร้างสายส่งที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย เนื่องจากสามารถสร้างได้ง่ายและมีช่วงของอิมพีแดนซ์และการเชื่อมต่อที่ดีสำหรับการใช้กับส่วนประกอบวงจรที่มีการเปลี่ยนแปลงของความถี่เป็นช่วงกว้าง โดยที่สายไมโครสตริปที่ใช้วิเคราะห์มีรูปทรงทางเรขาคณิตและระบบพิกัดดังแสดงในรูปที่ 4.1 ซึ่งจะประกอบไปด้วยระนาบสร้างเงาอยู่ด้านล่างสุด ต่อมาเป็นวัสดุฐานรอง และสายไมโครสตริปตัวนำอยู่ด้านบนสุด โดยที่ระนาบสร้างเงา (Ground plane) มีความกว้าง  $W$  (m) สายไมโครสตริปตัวนำมีความกว้าง  $w$  (m) วัสดุฐานรองมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (Dielectric constant) เป็น  $\epsilon_r$  และมีความสูง  $h$  (m)



รูปที่ 4.1 รูปทรงทางเรขาคณิตและระบบพิกัดของโครงสร้างสายไมโครสตริป

คุณสมบัติของสายไมโครสตริปที่สำคัญ คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ  $Z_0$  ( $\Omega$ ) และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล  $\epsilon_{eff}$  (Effective dielectric constant) จาก [16-18] เราสามารถหาค่า  $Z_0$  ได้เป็น

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \cdot \ln \left\{ 1 + \left[ \left( \frac{4h}{w'} \right)^2 \cdot \left( \frac{14 + 8/\epsilon_r}{11} \right) + \sqrt{\left( \frac{14 + 8/\epsilon_r}{11} \right)^2 \cdot \left( \frac{4h}{w'} \right)^2 + \frac{1 + 1/\epsilon_r}{2} \pi^2} \right] \right\} \quad (4.1)$$

เมื่อ  $\eta_0$  เป็นอิมพีแดนซ์อินทรินซิกของอวกาศว่าง (Intrinsic impedance of free space:  $\Omega$ )  $\mu_0$  คือ ความซาบซึมได้ของอวกาศว่าง (Permeability of free space:  $Hm^{-1}$ )  $\epsilon_0$  คือ สภาพยอมของอวกาศว่าง (Permittivity of free space:  $Fm^{-1}$ ) และ  $w'$  ( $m$ ) คือความกว้างสมมูล (Equivalent width) ของสายไมโครสตริปตัวนำ เราสามารถหาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล  $\epsilon_{eff}$  ได้จาก

$$\epsilon_{eff} = \begin{cases} \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \left( 1 + \frac{12h}{w} \right)^{-0.5} + 0.04 \left( 1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right]; & \frac{w}{h} \leq 1 \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{12h}{w} \right)^{-0.5}; & \frac{w}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (4.2)$$

ความหนาของสายไมโครสตริปตัวนำ  $t$  ( $m$ ) สามารถทำให้ความกว้างสมมูล  $w'$  เปลี่ยนแปลงไป ซึ่งจะมีความสัมพันธ์เป็น

$$w' = w + \Delta w' \quad (4.3)$$

เมื่อ

$$\Delta w = \frac{t}{\pi} \cdot \ln \left[ \frac{4e}{\sqrt{\left( \frac{t}{h} \right)^2 + \left( \frac{1/\pi}{w/t + 1.1} \right)^2}} \right]$$

$$\Delta w' = \Delta w \cdot \left( \frac{1 + 1/\epsilon_r}{2} \right)$$

การแพร่กระจายตามความถี่ (Dispersion) จะมีผลกระทบต่ออิมพีแดนซ์คุณลักษณะ และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลของสายไมโครสตริป โดยที่เมื่อความถี่  $f$  ( $Hz$ ) เปลี่ยน ค่าพารามิเตอร์เหล่านี้จะเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ซึ่งสามารถคำนวณหาผลกระทบนี้ได้จาก

$$Z_0(f) = Z_{0T} - \frac{Z_{0T} - Z_0(f=0)}{1 + G(f/f_p)^2} \quad (4.4)$$

$$\varepsilon_{eff}(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{eff}(f=0)}{1 + P(f)} \quad (4.5)$$

เมื่อ  $Z_{0T}$  เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ( $\Omega$ ) ของสายไมโครสตริปที่มีความกว้าง  $W$  และมีความสูง  $2h$  และ

$$G = \sqrt{\frac{Z_0(f=0) - 5}{60}} + 0.004Z_0(f=0)$$

$$f_p = \frac{6.165Z_0(f=0)}{h} \times 10^{14}$$

$$P(f) = P_1 P_2 [fh \times 10^{-6} (0.1844 + P_3 P_4)]^{1.5763}$$

$$P_1 = 0.27488 + \left[ 0.6315 + \frac{0.525}{(1 + 0.157 fh \times 10^{-7})^{20}} \right] \cdot \frac{w}{h} - 0.065683 \exp\left(-8.7513 \frac{w}{h}\right)$$

$$P_2 = 0.33622 \cdot [1 - \exp(-0.3442\varepsilon_r)]$$

$$P_3 = 0.0363 \exp\left(-4.6 \frac{w}{h}\right) \cdot \left\{ 1 - \exp\left[-\left(\frac{fh \times 10^{-7}}{3.87}\right)^{4.97}\right] \right\}$$

$$P_4 = 1 + 2.751 \cdot \left\{ 1 - \exp\left[-\left(\frac{\varepsilon_r}{15.916}\right)^8\right] \right\}$$

สายไมโครสตริปเป็นสายส่งที่มีการสูญเสีย ดังนั้น ค่าคงที่การแพร่กระจาย  $\gamma$  มีรูปแบบเป็น

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (4.6)$$

เมื่อ  $\alpha$  คือ ค่าคงที่การลดทอน ( $Np/m$ ) และ  $\beta$  คือ ค่าคงที่เฟส ( $rad/m$ ) ค่าคงที่การลดทอน  $\alpha$  ในสายไมโครสตริปหาได้จาก

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d + \alpha_r \quad (4.7)$$

เมื่อ  $\alpha_c$  เป็น การสูญเสียที่เกิดจากตัวนำ ( $Np/m$ )  $\alpha_d$  เป็น การสูญเสียในไดอิเล็กตริก ( $Np/m$ ) และ  $\alpha_r$  เป็น การสูญเสียที่เกิดจากการแผ่กระจาย ( $Np/m$ )

การสูญเสียที่เกิดจากตัวนำ  $\alpha_c$  จะขึ้นอยู่กับความเรียบของตัวนำด้วย ซึ่งในกระบวนการสร้างสายไมโครสตริปจะทำให้มีรอยหรือร่องแบบสุ่มบนตัวนำอยู่เสมอ ซึ่งทำให้มีการคิดค้นหาการสูญเสียที่เกิดจากความไม่เรียบของตัวนำขึ้น และได้สูตรการประมาณการสูญเสียที่เกิดจากความไม่เรียบของตัวนำเป็น

$$\alpha_c = \frac{\alpha_{c,0} \ln 10}{20} \left\{ 1 + \frac{2}{\pi} \tan^{-1} \left[ 1.4 \left( \frac{\Delta}{\delta} \right)^2 \right] \right\} \quad (4.8)$$

เมื่อ  $\Delta$  เป็นค่าเฉลี่ย rms ของความไม่เรียบของพื้นผิว  $\delta$  เป็นความลึกผิว (Skin depth:  $m$ ) และ  $\alpha_{c,0}$  เป็นการสูญเสียที่เกิดจากตัวนำ ( $dB/m$ ) ที่มีความเรียบสมบูรณ์ (สามารถทำให้อยู่ในหน่วย  $Np/m$  ได้โดยคูณด้วยตัวร่วม  $20/\ln 10$  ค่าของ  $\alpha_{c,0}$  ที่อยู่ในสมการ (4.8) มีหน่วยเป็น  $dB/m$ ) ซึ่งหาได้จาก

$$\alpha_{c,0} = \begin{cases} \frac{10R_s}{\pi \ln 10} \cdot \frac{\left( \frac{8h}{w} - \frac{w}{4h} \right) \cdot \left( 1 + \frac{h}{w} + \frac{h}{w} \cdot \frac{\partial w}{\partial t} \right)}{hZ_0 e^{Z_0/60}}; & \frac{w}{h} \leq 1 \\ \frac{Z_0 R_s}{720\pi^2 h \ln 10} \cdot \left[ 1 + \frac{0.44h^2}{w^2} + \frac{6h^2}{w^2} \left( 1 - \frac{h}{w} \right)^5 \right] \\ \times \left( 1 + \frac{w}{h} + \frac{\partial w}{\partial t} \right); & \frac{w}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (4.9)$$

เมื่อ  $R_s$  เป็นสภาพต้านทานพื้นผิว ( $\Omega m^{-2}$ ) และ

$$\frac{\partial w}{\partial t} = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \ln \left( \frac{4\pi w}{t} \right) & \frac{h}{w} \leq \frac{1}{2\pi} \\ \frac{1}{\pi} \ln \left( \frac{2h}{t} \right) & \frac{h}{w} \geq \frac{1}{2\pi} \end{cases}$$

การสูญเสียที่เกิดจากไดอิเล็กตริก  $\alpha_d$  หาได้จาก

$$\alpha_d = \frac{q\pi \tan \delta}{\lambda_m} \quad (4.10)$$

เมื่อ  $\tan \delta$  เป็นการสูญเสียสัมผัส (Loss tangent) ของไดอิเล็กตริก,  $q$  เป็นตัวร่วมบรรจุ (Fill factor) ซึ่งมีค่าเป็น

$$q = \frac{w}{h} \cdot \left( \frac{W}{w} - 1.0 \right) \left[ 3.6 - 2 \exp\left( -\frac{\epsilon_r + 1}{4} \right) \right]$$

และ  $\lambda_m$  เป็นความยาวคลื่นในสายไมโครสตริป (Wavelength in microstrip line:  $m$ ) มีค่าเป็น

$$\lambda_m = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_{eff}}$$

เมื่อ  $c$  เป็นความเร็วแสง ( $ms^{-1}$ )

ส่วนการสูญเสียที่เกิดจากการแผ่กระจาย  $\alpha_r$  หาได้จาก

$$\alpha_r = 60 \left( \frac{2\pi h}{\lambda} \right)^2 F(\epsilon_{eff}) \quad (4.11)$$

เมื่อ  $F(\epsilon_{eff})$  หาได้จาก

$$F(\epsilon_{eff}) = \frac{\epsilon_{eff} + 1}{\epsilon_{eff}} - \frac{(\epsilon_{eff} - 1)^2}{2\epsilon_{eff}^{3/2}} \cdot \log \left( \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}} + 1}{\sqrt{\epsilon_{eff}} - 1} \right) \quad \text{สำหรับปลายเปิด}$$

$$F(\epsilon_{eff}) = 1 - \frac{\epsilon_{eff} - 1}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \cdot \log \left( \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}} + 1}{\sqrt{\epsilon_{eff}} - 1} \right) \quad \text{เมื่อมีการแมตซ์ที่ปลาย}$$

ความถี่คutoffของสายไมโครสตริปหาได้จาก

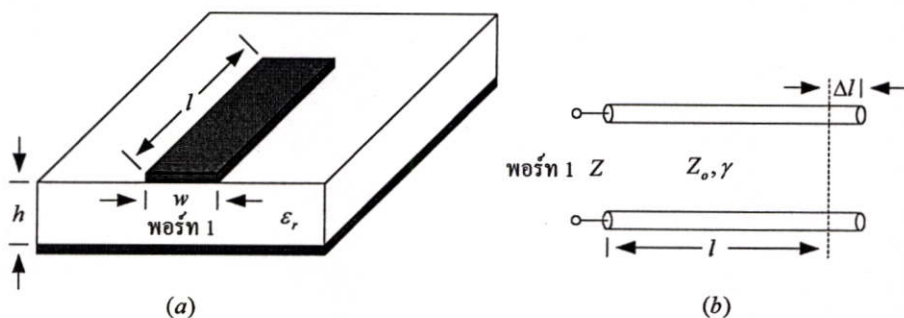
$$f_c = \frac{c}{4h\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (4.12)$$

### 4.3 สายไมโครสตริปแบบไม่ต่อเนื่อง

ในหัวข้อนี้จะทำการวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของสายไมโครสตริปแบบไม่ต่อเนื่อง โดยทำการแปลงโครงสร้างของสายไมโครสตริปเป็นวงจรสมมูลที่เหมาะสม แล้วจึงคำนวณหาค่าพารามิเตอร์  $S$  จากวงจรสมมูลนี้

#### 4.3.1 สายไมโครสตริปแบบปลายเปิด

สายไมโครสตริปแบบปลายเปิดมีรูปทรงทางเรขาคณิตและวงจรสมมูลดังแสดงในรูปที่ 4.2 โดยกำหนดให้สายไมโครสตริปมีความสูงของวัสดุฐานรองเป็น  $h$  (m) สายไมโครสตริปตัวนำกว้าง  $w$  (m) ยาว  $l$  (m) และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองมีค่าเป็น  $\epsilon_r$  ดังแสดงในรูปที่ 4.2 (a)



รูปที่ 4.2 สายไมโครสตริปแบบปลายเปิด: (a) รูปทรงทางเรขาคณิต; (b) วงจรสมมูล

ในการแปลงเป็นวงจรสมมูล จะได้สายส่งที่มีความยาวทางไฟฟ้าเพิ่มขึ้น  $\Delta l$  (m) โดยที่สายส่งนี้มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเป็น  $Z_0$  และมีค่าคงที่การแพร่กระจายเป็น  $\gamma$  ดังแสดงในรูปที่ 4.2(b) ซึ่งสามารถหาค่าความยาวทางไฟฟ้า  $\Delta l$  ได้จาก

$$\Delta l = h \cdot \left( \frac{l_1 l_3 l_5}{l_2} \right) \quad (4:13)$$

เมื่อ

$$l_1 = 0.434907 \cdot \frac{\epsilon_{eff}^{0.81} - 0.26}{\epsilon_{eff}^{0.81} - 0.189} \cdot \frac{(w/h)^{0.8544} + 0.236}{(w/h)^{0.8544} + 0.87}$$

$$l_2 = 1 + \frac{(w/h)^{0.371}}{2.358\epsilon_r + 1}$$

$$l_3 = 1 + \frac{0.5247 \tan^{-1} [0.084(w/h)^{1.9431/l_2}]}{\epsilon_{eff}^{0.9236}}$$

$$l_4 = 1 + 0.0377 \tan^{-1} [0.067(w/h)^{1.456}] \cdot \{6 - 5 \exp[0.036(1 - \epsilon_r)]\}$$

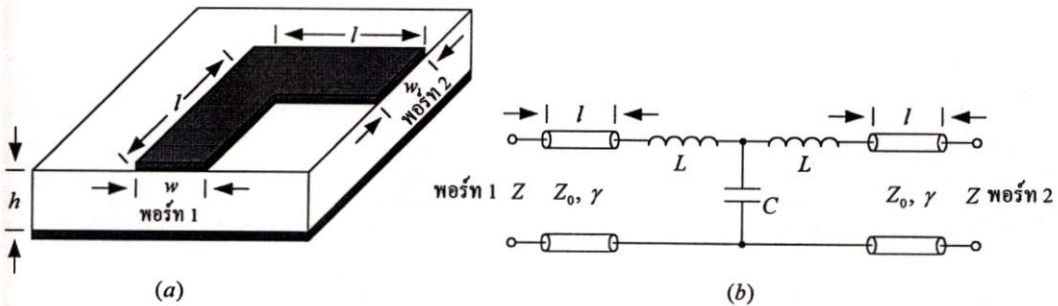
$$l_5 = 1 - 0.218 \exp(-7.5 w/h)$$

และจากรูปที่ 4.2(b) เราสามารถหาค่าพารามิเตอร์  $S$  ได้จาก

$$S_{11} = \frac{Z_0 \coth[\gamma(l + \Delta l)] - Z}{Z_0 \coth[\gamma(l + \Delta l)] + Z} \quad (4.14)$$

#### 4.3.2 สายไมโครสตริปแบบทำมุมตั้งฉาก

สายไมโครสตริปแบบทำมุมตั้งฉากมีรูปทรงทางเรขาคณิตและวงจรสมมูลดังแสดงในรูปที่ 4.3 โดยกำหนดให้สายไมโครสตริปมีความสูงของวัสดุฐานรองเป็น  $h$  (m) ทางด้านพอร์ท 1 และพอร์ท 2 มีสายไมโครสตริปตัวนำกว้าง  $w$  (m) ยาว  $l$  (m) และมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองเป็น  $\epsilon_r$  ดังแสดงในรูปที่ 4.3(a)



รูปที่ 4.3 สายไมโครสตริปแบบทำมุมตั้งฉาก: (a) รูปทรงทางเรขาคณิต; (b) วงจรสมมูล

ในการแปลงเป็นวงจรสมมูล ที่บริเวณทำมุมตั้งฉากจะแปลงเป็นวงจรข่ายแบบ T โดยมีตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าความเหนี่ยวนำ  $L$  (H) สองตัวต่ออนุกรม และมีตัวเก็บประจุที่มีค่าความจุไฟฟ้า  $C$  (F) ต่อขนาน สายไมโครสตริปที่อยู่ทั้งทางด้านพอร์ท 1 และพอร์ท 2 จะแทนด้วยสายส่งที่มีความยาว  $l$  มีค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะเป็น  $Z_0$  และมีค่าคงที่การแพร่กระจายเป็น  $\gamma$  ดัง

แสดงในรูปที่ 4.3(b) ซึ่งสามารถหาค่าของแต่ละองค์ประกอบในวงจรสมมูลจากความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$C = \begin{cases} w \left[ \frac{(14\epsilon_r + 12.5) \cdot (w/h) - (1.83\epsilon_r - 2.25)}{\sqrt{w/h}} + \frac{0.02\epsilon_r}{w/h} \right] \times 10^{-12}; & \frac{w}{h} < 1 \\ w[(9.5\epsilon_r + 1.25) \cdot (w/h) + 5.2\epsilon_r + 7] \times 10^{-12}; & \frac{w}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (4.15)$$

$$L = 100h \left( 4\sqrt{\frac{w}{h}} - 4.21 \right) \times 10^{-9} \quad (4.16)$$

และจากรูปที่ 4.3(b) เราสามารถหาค่าพารามิเตอร์  $S$  ได้จาก

$$S_{11} = S_{22} = \frac{1}{2} \left( \frac{Z_{oc} - Z}{Z_{oc} + Z} + \frac{Z_{sc} - Z}{Z_{sc} + Z} \right) \quad (4.17a)$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{1}{2} \left( \frac{Z_{oc} - Z}{Z_{oc} + Z} - \frac{Z_{sc} - Z}{Z_{sc} + Z} \right) \quad (4.17b)$$

เมื่อ

$$R_{oc} = j\omega L - \frac{j2}{\omega C}$$

$$R_{sc} = j\omega L$$

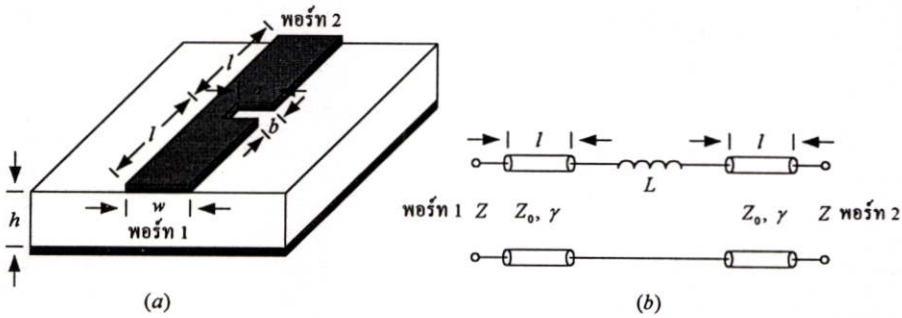
$$Z_{oc} = Z_0 \frac{R_{oc} + Z_0 \tanh \gamma l}{Z_0 + R_{oc} \tanh \gamma l}$$

$$Z_{sc} = Z_0 \frac{R_{sc} + Z_0 \tanh \gamma l}{Z_0 + R_{sc} \tanh \gamma l}$$

### 4.3.3 สายไมโครสตริปแบบช่องบาก

สายไมโครสตริปแบบช่องบากมีรูปทรงทางเรขาคณิตและวงจรสมมูลดังแสดงในรูปที่ 4.4 โดยกำหนดให้สายไมโครสตริปมีความสูงของวัสดุฐานรองเป็น  $h$  (m) สายไมโครสตริปตัวนำกว้าง  $w$  (m) ยาว  $2l$  (m) ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองมีค่าเป็น  $\epsilon_r$  และมีช่องบากอยู่ที่

ตำแหน่งตรงกลางตามความยาวของสายไมโครสตริป โดยที่ช่องบากรีกว้าง  $a$  (m) และยาว  $b$  (m) ดังแสดงในรูปที่ 4.4(a)



รูปที่ 4.4 สายไมโครสตริปแบบช่องบาก: (a) รูปทรงทางเรขาคณิต; (b) วงจรสมมูล

ในการแปลงเป็นวงจรสมมูล ที่บริเวณช่องบาก จะแปลงเป็นตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าความเหนี่ยวนำ  $L$  (H) ต่ออนุกรมอยู่ ส่วนสายไมโครสตริปจะแทนด้วยสายส่งที่มีความยาว  $l$  มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเป็น  $Z_0$  และมีค่าคงที่การแพร่กระจายเป็น  $\gamma$  ดังแสดงในรูปที่ 4.4(b) ซึ่งสามารถหาค่าของแต่ละองค์ประกอบในวงจรสมมูลจากความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$L = 2 \left( 1 - \frac{Z_0}{Z'_0} \sqrt{\frac{\epsilon'_{eff}}{\epsilon'_{eff}}} \right)^2 \quad (4.18)$$

โดยที่  $Z'_0$  และ  $\epsilon'_{eff}$  เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะและค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลของสายไมโครสตริปที่กว้าง  $w' = w - a$  ตามลำดับ

และจากรูปที่ 4.4(b) เราสามารถหาค่าพารามิเตอร์  $S$  ได้จาก

$$S_{11} = S_{22} = \frac{1}{2} \left( \frac{Z_{oc} - Z}{Z_{oc} + Z} + \frac{Z_{sc} - Z}{Z_{sc} + Z} \right) \quad (4.19a)$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{1}{2} \left( \frac{Z_{oc} - Z}{Z_{oc} + Z} - \frac{Z_{sc} - Z}{Z_{sc} + Z} \right) \quad (4.19b)$$

เมื่อ

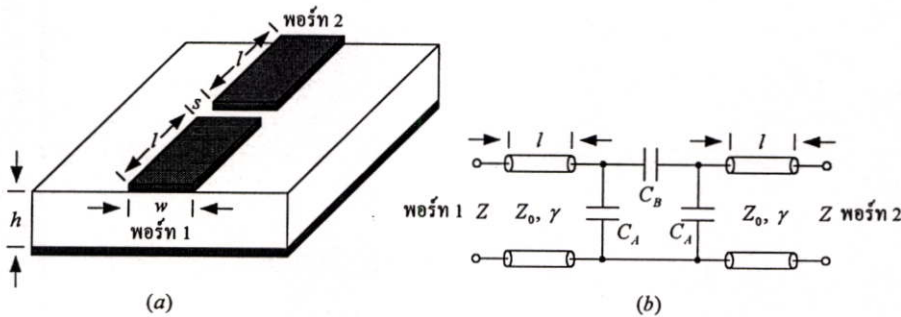
$$R_{sc} = j \frac{\omega L}{2}$$

$$Z_{oc} = Z_0 \coth \gamma l$$

$$Z_{sc} = Z_0 \frac{R_{sc} + Z_0 \tanh \gamma l}{Z_0 + R_{sc} \tanh \gamma l}$$

#### 4.3.4 สายไมโครสตริปแบบช่องต่อ

สายไมโครสตริปแบบช่องต่อมีรูปทรงทางเรขาคณิตและวงจรมูลดั่งแสดงในรูปที่ 4.5 โดยกำหนดให้สายไมโครสตริปมีความสูงของวัสดุฐานรองเป็น  $h$  (m) สายไมโครสตริปตัวนำทั้งทางด้านพอร์ท 1 และพอร์ท 2 กว้าง  $w$  (m) ยาว  $l$  (m) ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองมีค่าเป็น  $\epsilon_r$  และช่องต่อระหว่างสายไมโครสตริปทั้งสองกว้าง  $s$  (m) ดังแสดงในรูปที่ 4.5(a)



รูปที่ 4.5 สายไมโครสตริปแบบช่องต่อ: (a) รูปทรงทางเรขาคณิต; (b) วงจรมูล

ในการแปลงเป็นวงจรมูลที่บริเวณช่องต่อ จะแปลงเป็นวงจรรายแบบ  $\pi$  ที่มีแต่ละองค์ประกอบของวงจรเป็นตัวเก็บประจุ โดยที่ตัวเก็บประจุที่ต่อขนานแทนด้วย  $C_A$  (F) ส่วนตัวเก็บประจุที่ต่ออนุกรมแทนด้วย  $C_B$  (F) ส่วนสายไมโครสตริปจะแทนด้วยสายส่งที่มีความยาว  $l$  มีค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะเป็น  $Z_0$  และมีค่าคงที่การแพร่กระจายเป็น  $\gamma$  ดังแสดงในรูปที่ 4.5(b) ซึ่งสามารถหาค่าของแต่ละองค์ประกอบในวงจรมูลจากความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$C_A = \frac{1}{2} C_e \quad (4.20)$$

$$C_B = \frac{1}{2} C_o - \frac{1}{4} C_e \quad (4.21)$$

เมื่อ

$$C_o(\epsilon_r) = w \left( \frac{\epsilon_r}{9.6} \right)^{0.8} \left( \frac{s}{w} \right)^{m_o} e^{K_o} \times 10^{-12}$$

$$C_e(\varepsilon_r) = w \left( \frac{\varepsilon_r}{9.6} \right)^{0.9} \left( \frac{s}{w} \right)^{m_e} e^{K_e} \times 10^{-12}$$

$$m_o = \frac{w}{h} \left( 0.619 \log \frac{w}{h} - 0.3853 \right)$$

$$m_e = \begin{cases} 0.8675; & \frac{s}{w} \leq 0.3 \\ \frac{1.565}{(w/h)^{0.16}} - 1; & \frac{s}{w} \geq 0.3 \end{cases}$$

$$K_o = 4.26 - 1.453 \log \frac{w}{h}$$

$$K_e = 2.043 \left( \frac{w}{h} \right)^{0.12}$$

และจากรูปที่ 4.5(b) เราสามารถหาค่าพารามิเตอร์  $S$  ได้จาก

$$S_{11} = S_{22} = \frac{1}{2} \left( \frac{Z_{oc} - Z}{Z_{oc} + Z} + \frac{Z_{sc} - Z}{Z_{sc} + Z} \right) \quad (4.22a)$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{1}{2} \left( \frac{Z_{oc} - Z}{Z_{oc} + Z} - \frac{Z_{sc} - Z}{Z_{sc} + Z} \right) \quad (4.22b)$$

เมื่อ

$$Z_{CA} = -\frac{j}{\omega C_A}$$

$$Z_{CB} = -\frac{j}{\omega C_B}$$

$$R_{oc} = Z_{CA}$$

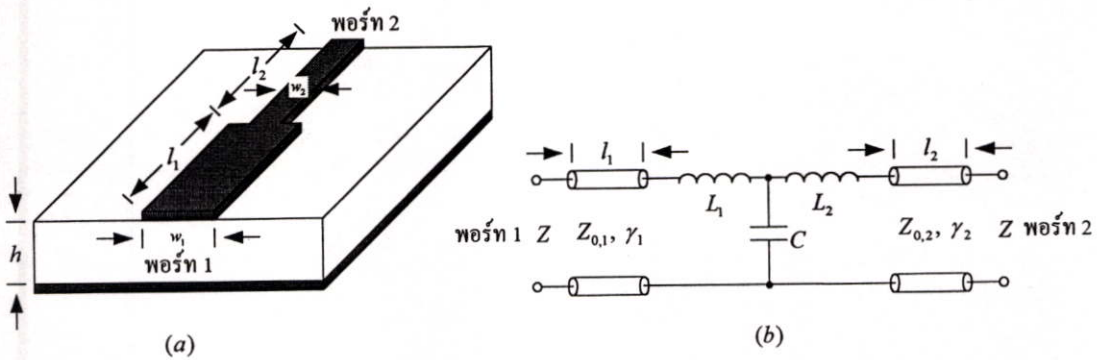
$$R_{sc} = \frac{Z_{CA} Z_{CB} / 2}{Z_{CA} + Z_{CB} / 2}$$

$$Z_{oc} = Z_0 \frac{R_{oc} + Z_0 \tanh \gamma l}{Z_0 + R_{oc} \tanh \gamma l}$$

$$Z_{sc} = Z_0 \frac{R_{sc} + Z_0 \tanh \gamma l}{Z_0 + R_{sc} \tanh \gamma l}$$

### 4.3.5 สายไมโครสตริปแบบขั้นตามความกว้าง

สายไมโครสตริปแบบขั้นตามความกว้างมีรูปทรงทางเรขาคณิตและวงจรสมมูลดังแสดงในรูปที่ 4.6 โดยกำหนดให้สายไมโครสตริปมีความสูงของวัสดุฐานรองเป็น  $h$  (m) ทางด้านพอร์ท 1 มีสายไมโครสตริปตัวนำกว้าง  $w_1$  (m) ยาว  $l_1$  (m) ส่วนทางด้านพอร์ท 2 มีสายไมโครสตริปตัวนำกว้าง  $w_2$  (m) ยาว  $l_2$  (m) และมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองเป็น  $\epsilon_r$  ดังแสดงในรูปที่ 4.6(a)



รูปที่ 4.6 สายไมโครสตริปแบบขั้นตามความกว้าง: (a) รูปทรงทางเรขาคณิต; (b) วงจรสมมูล

ในการแปลงเป็นวงจรสมมูล ที่บริเวณขั้นตามความกว้างจะแปลงเป็นวงจรข่ายแบบ T โดยมีตัวเหนี่ยวนำสองตัวต่ออนุกรมอยู่ กำหนดให้ตัวเหนี่ยวนำที่อยู่ทางด้านพอร์ท 1 มีค่าความเหนี่ยวนำเป็น  $L_1$  (H), ตัวเหนี่ยวนำที่อยู่ทางด้านพอร์ท 2 มีค่าความเหนี่ยวนำเป็น  $L_2$  (H) และมีตัวเก็บประจุที่มีค่าความจุไฟฟ้า  $C$  (F) ต่อขนานอยู่ สายไมโครสตริปที่อยู่ทางด้านพอร์ท 1 จะแทนด้วยสายส่งที่มีความยาว  $l_1$  มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเป็น  $Z_{0,1}$  และมีค่าคงที่การแพร่กระจายเป็น  $\gamma_1$  ส่วนสายไมโครสตริปที่อยู่ทางด้านพอร์ท 2 จะแทนด้วยสายส่งที่มีความยาว  $l_2$  มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเป็น  $Z_{0,2}$  และมีค่าคงที่การแพร่กระจายเป็น  $\gamma_2$  ดังแสดงในรูปที่ 4.6(b) ซึ่งสามารถหาค่าของแต่ละองค์ประกอบในวงจรสมมูลจากความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$C = \begin{cases} \sqrt{w_1 w_2} \begin{bmatrix} (10.1 \log \epsilon_r + 2.33) \frac{w_1}{w_2} \\ -12.6 \log \epsilon_r - 3.17 \end{bmatrix} \times 10^{-12}; & \frac{w_1}{w_2} \leq 3.5 \\ \sqrt{w_1 w_2} \begin{bmatrix} 130 \log \frac{w_1}{w_2} - 44 \\ \end{bmatrix} \times 10^{-12}; & \frac{w_1}{w_2} \geq 3.5 \end{cases} \quad (4.23)$$

$$L_1 = \frac{L_{w1}}{L_{w1} + L_{w2}} \cdot L_s \quad (4.24)$$

$$L_2 = \frac{L_{w2}}{L_{w1} + L_{w2}} \cdot L_s \quad (4.25)$$

เมื่อ  $L_{w1}$  และ  $L_{w2}$  เป็นตัวเหนี่ยวนำต่อหน่วยความยาวของสายไมโครสตริปที่มีความกว้าง  $w_1$  และ  $w_2$  ตามลำดับ ซึ่งหาได้จาก

$$L_w = \frac{Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c}$$

โดยที่  $c$  เป็นความเร็วแสงในอวกาศว่าง และ

$$L_s = h \left[ 40.5 \left( \frac{w_1}{w_2} - 1 \right) - 75 \log \left( \frac{w_1}{w_2} \right) + 0.2 \left( \frac{w_1}{w_2} - 1 \right)^2 \right] \times 10^{-9}$$

และจากรูปที่ 4.6(b) เราสามารถหาค่าพารามิเตอร์  $S$  ได้จาก

$$S_{11} = \frac{Z_{i3} - Z}{Z_{i3} + Z} \quad (4.26a)$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{2Z_1 Z_2 Z_3}{Z_{i2} (Z_{i3} + Z)} \quad (4.26b)$$

$$S_{22} = \frac{Z_{o2} - Z}{Z_{o2} + Z} \quad (4.26c)$$

เมื่อ

$$Z_{L1} = j\omega L_1$$

$$Z_{L2} = j\omega L_2$$

$$Z_C = \frac{-j}{\omega C}$$

$$Z_{i1} = Z_{0,2} \frac{Z + Z_{0,2} \tanh \gamma_2 l_2}{Z_{0,2} + Z \tanh \gamma_2 l_2}$$

$$Z_{i2} = Z_{L1} + \frac{Z_C(Z_{L2} + Z_{i1})}{Z_C + Z_{L2} + Z_{i1}}$$

$$Z_{i3} = Z_{0,1} \frac{Z_{i2} + Z_{0,1} \tanh \gamma_1 l_1}{Z_{0,1} + Z_{i2} \tanh \gamma_1 l_1}$$

$$Z_{o1} = Z_{0,1} \frac{Z + Z_{0,1} \tanh \gamma_1 l_1}{Z_{0,1} + Z \tanh \gamma_1 l_1}$$

$$Z_{o2} = Z_{L2} + \frac{Z_C(Z_{L1} + Z_{o1})}{Z_C + Z_{L1} + Z_{o1}}$$

$$Z_{o3} = Z_{0,2} \frac{Z_{o2} + Z_{0,2} \tanh \gamma_2 l_2}{Z_{0,2} + Z_{o2} \tanh \gamma_2 l_2}$$

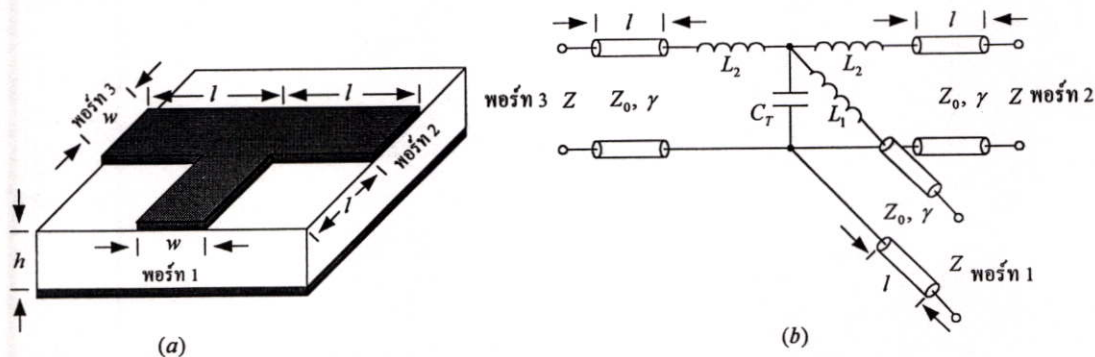
$$Z_1 = Z_{i3} \cosh(-\gamma_1 l_1) + Z_{0,1} \sinh(-\gamma_1 l_1)$$

$$Z_2 = \frac{Z_C}{Z_C + Z_{L1} + Z_{L2}}$$

$$Z_3 = Z_{i1} \cosh(-\gamma_2 l_2) + Z_{0,2} \sinh(-\gamma_2 l_2)$$

4.3.6 สายไมโครสตริปแบบข้อต่อ T

สายไมโครสตริปแบบข้อต่อ T มีรูปทรงทางเรขาคณิตและวงจรสมมูลดังแสดงในรูปที่ 4.7 โดยกำหนดให้สายไมโครสตริปมีความสูงของวัสดุฐานรองเป็น  $h$  (m) ทางด้านพอร์ท 1 พอร์ท 2 และพอร์ท 3 มีสายไมโครสตริปตัวนำกว้าง  $w$  (m) ยาว  $l$  (m) และมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองเป็น  $\epsilon$ , ดังแสดงในรูปที่ 4.7(a)



รูปที่ 4.7 สายไมโครสตริปแบบข้อต่อ T: (a) รูปทรงทางเรขาคณิต; (b) วงจรสมมูล

ในการแปลงเป็นวงจรสมมูล ที่บริเวณข้อต่อ T จะแปลงเป็นตัวแทนนำสามตัวต่ออนุกรมอยู่ โดยกำหนดให้ตัวแทนนำที่อยู่ทางด้านพอร์ท 1 มีค่าความเหนี่ยวนำเป็น  $L_1 (H)$  ตัวเหนี่ยวนำที่อยู่ทางด้านพอร์ท 2 และพอร์ท 3 มีค่าความเหนี่ยวนำเป็น  $L_2 (H)$  และมีตัวเก็บประจุที่มีค่าความจุไฟฟ้า  $C_T (F)$  ต่อขนานอยู่ สายไมโครสตริปที่อยู่ทางด้านพอร์ท 1 พอร์ท 2 และพอร์ท 3 จะแทนด้วยสายส่งที่มีความยาว  $l$  มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเป็น  $Z_0$  และมีค่าคงที่การแพร่กระจายเป็น  $\gamma$  ดังแสดงในรูปที่ 4.7(b) ซึ่งสามารถหาค่าของแต่ละองค์ประกอบในวงจรสมมูลจากความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$C_T = w \left[ \frac{100}{\tanh(0.0072Z_0)} + 0.64Z_0 - 261 \right] \times 10^{-12} \quad (4.27)$$

$$L_1 = hL_w \left[ \left( 0.12 \frac{w}{h} - 0.47 \right) \frac{w}{h} + 0.195 \frac{w}{h} - 0.357 + 0.0283 \sin \left( \pi \frac{w}{h} - 0.75\pi \right) \right] \quad (4.28)$$

$$L_2 = -wL_w \left[ \frac{w}{h} \left( -0.016 \frac{w}{h} + 0.064 \right) + \frac{0.016}{w/h} \right] \quad (4.29)$$

เมื่อ  $L_w$  เป็นตัวแทนนำต่อหน่วยความยาวของสายไมโครสตริปที่มีความกว้าง  $w$  ซึ่งหาได้จาก

$$L_w = \frac{Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c}$$

โดยที่  $c$  เป็นความเร็วแสงในอวกาศว่าง

และจากรูปที่ 4.7(b) เราสามารถหาค่าพารามิเตอร์  $S$  ได้จาก

$$S_{11} = \frac{Z_5 - Z}{Z_5 + Z} \quad (4.30a)$$

$$S_{12} = S_{13} = S_{21} = S_{31} = \frac{2(Z_4 - Z_{L1})Z_6Z_7}{Z_3Z_4(Z_5 + Z)} \quad (4.30b)$$

$$S_{22} = S_{33} = \frac{1}{2} \left[ \frac{Z_{oc} - Z}{Z_{oc} + Z} + \frac{Z_{sc} - Z}{Z_{sc} + Z} \right] \quad (4.30c)$$

$$S_{23} = S_{32} = \frac{1}{2} \left[ \frac{Z_{oc} - Z}{Z_{oc} + Z} - \frac{Z_{sc} - Z}{Z_{sc} + Z} \right] \quad (4.30d)$$

เมื่อ

$$Z_{L1} = j\omega L_1$$

$$Z_{L2} = j\omega L_2$$

$$Y_{CT} = j\omega C_T$$

$$Z_{oc} = Z_0 \frac{Z_{L2} + Z_1 + Z_0 \tanh \gamma l}{Z_0 + (Z_{L2} + Z_1) \tanh \gamma l}$$

$$Z_{sc} = Z_0 \frac{Z_{L2} + Z_0 \tanh \gamma l}{Z_0 + Z_{L2} \tanh \gamma l}$$

$$Z_1 = 2 \left[ Y_{CT} + \left( Z_{L1} + Z_0 \frac{Z + Z_0 \tanh \gamma l}{Z_0 + Z \tanh \gamma l} \right)^{-1} \right]^{-1}$$

$$Z_2 = \left[ Y_{CT} + \left( Z_{L2} + Z_0 \frac{Z + Z_0 \tanh \gamma l}{Z_0 + Z \tanh \gamma l} \right)^{-1} \right]^{-1}$$

$$Z_3 = Z_{L2} + Z_0 \frac{Z + Z_0 \tanh(\gamma l)}{Z_0 + Z \tanh(\gamma l)}$$

$$Z_4 = Z_{L1} + \frac{Z_2 Z_3}{Z_2 + Z_3}$$

$$Z_5 = Z_0 \frac{Z_4 + Z_0 \tanh(\gamma l)}{Z_0 + Z_4 \tanh(\gamma l)}$$

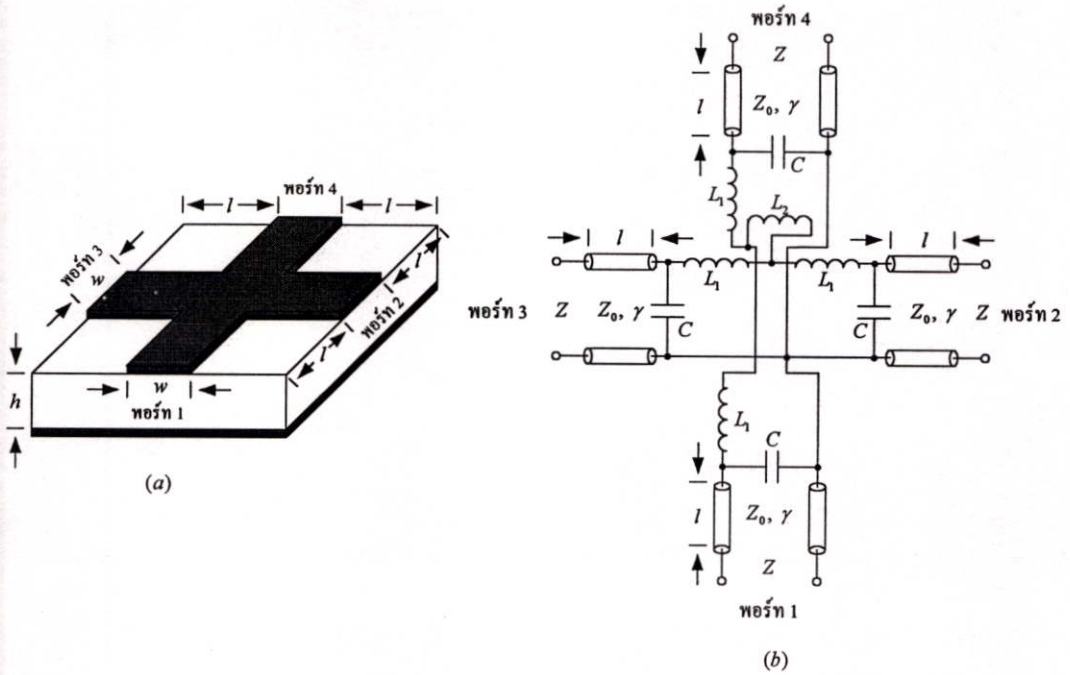
$$Z_6 = Z_5 \cosh(-\gamma l) + Z_0 \sinh(-\gamma l)$$

$$Z_7 = (Z_3 - Z_{L2}) \cosh(-\gamma l) + Z_0 \sinh(-\gamma l)$$

#### 4.3.7 สายไมโครสตริปแบบข้อต่อตัดขวาง

สายไมโครสตริปแบบข้อต่อตัดขวางมีรูปทรงทางเรขาคณิตและวงจรสมมูลดังแสดงในรูปที่ 4.8 โดยกำหนดให้สายไมโครสตริปมีความสูงของวัสดุฐานรองเป็น  $h$  (m) ทางค้ำนพอร์ท 1

พอร์ท 2 พอร์ท 3 และพอร์ท 4 มีสายไมโครสตริปตัวนำกว้าง  $w$  (m) ยาว  $l$  (m) และมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองเป็น  $\epsilon_r$  ดังแสดงในรูปที่ 4.8(a)



รูปที่ 4.8 สายไมโครสตริปแบบข้อต่อตัดขวาง: (a) รูปทรงทางเรขาคณิต; (b) วงจรสมมูล

ในการแปลงเป็นวงจรสมมูล ที่บริเวณข้อต่อตัดขวาง จะแปลงเป็นตัวเก็บประจุสี่ตัวที่มีค่าความจุไฟฟ้า  $C$  (F) ต่อขนานอยู่ที่แต่ละพอร์ท มีตัวเหนี่ยวนำสี่ตัวที่มีค่าเหนี่ยวนำ  $L_1$  (H) ต่ออนุกรมอยู่ที่แต่ละพอร์ท โดยที่จะมี  $L_2$  (H) ต่อเชื่อมพอร์ทที่ตัดขวางกัน สายไมโครสตริปที่อยู่ทางด้านพอร์ท 1 พอร์ท 2 พอร์ท 3 และพอร์ท 4 จะแทนด้วยสายส่งที่มีความยาว  $l$  มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเป็น  $Z_0$  และมีค่าคงที่การแพร่กระจายเป็น  $\gamma$  ดังแสดงในรูปที่ 4.8(b) ซึ่งสามารถหาค่าของแต่ละองค์ประกอบในวงจรสมมูลจากความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$C = w \left\{ \frac{1}{4} \left[ \left( 37.61 \frac{w}{h} - 13.42 \sqrt{\frac{w}{h}} + 159.38 \right) \ln \frac{w}{h} + \left( \frac{w}{h} \right)^3 + 74 \frac{w}{h} + 130 \right] \left( \frac{w}{h} \right)^{-1/3} - 60 + \frac{0.5h}{w} - 0.375 \frac{w}{h} \left( 1 - \frac{w}{h} \right) \right\} \times 10^{-12} \quad (4.31)$$

$$L_1 = h \left\{ \left[ 165.6 \frac{w}{h} + 31.2 \sqrt{\frac{w}{h}} - 11.8 \left( \frac{w}{h} \right)^2 \right] \frac{w}{h} - 32 \frac{w}{h} + 3 \right\} \left( \frac{w}{h} \right)^{-3/2} \times 10^{-9} \quad (4.32)$$

$$L_2 = -h \left\{ 337.5 + \left( 1 + \frac{7h}{w} \right) \frac{h}{w} - 5 \frac{w}{h} \cos \left[ \frac{\pi}{2} \left( 1.5 - \frac{w}{h} \right) \right] \right\} \times 10^{-9} \quad (4.33)$$

และจากรูปที่ 4.8(b) เราสามารถหาค่าพารามิเตอร์  $S$  ได้จาก

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = \frac{1}{2} \left( \frac{Z_{oc2} - Z}{Z_{oc2} + Z} + \frac{Z_{sc2} - Z}{Z_{sc2} + Z} \right) \quad (4.34a)$$

$$S_{12} = S_{13} = S_{21} = S_{24} = S_{31} = S_{34} = S_{42} = S_{43} = \frac{1}{2} \left( \frac{Z_{oc2} - Z}{Z_{oc2} + Z} - \frac{Z_{sc2} - Z}{Z_{sc2} + Z} \right) \quad (4.34b)$$

$$S_{14} = S_{23} = S_{32} = S_{41} = \frac{1}{2} \left( \frac{Z_{oc1} - Z}{Z_{oc1} + Z} + \frac{Z_{sc1} - Z}{Z_{sc1} + Z} \right) \quad (4.34c)$$

เมื่อ

$$Z_{L1} = j\omega L_1$$

$$Z_{L2} = j\omega L_2$$

$$Y_C = j\omega C$$

$$Z_1 = Z_{L1} + \left[ Y_C + \left( Z_0 \frac{Z + Z_0 \tanh \gamma l}{Z_0 + Z \tanh \gamma l} \right)^{-1} \right]^{-1}$$

$$Z_2 = Z_{L1} + 2Z_{L2}$$

$$R_{oc1} = \frac{1}{Y_C + 1/(Z_{L1} + Z_2)}$$

$$R_{sc1} = \frac{1}{Y_C + 1/Z_{L1}}$$

$$R_{oc2} = \frac{1}{Y_C + 1/(Z_{L1} + Z_1)}$$

$$R_{sc2} = \left[ Y_C + \left( Z_{L1} + \frac{Z_1 Z_{L2}}{2Z_1 + Z_{L2}} \right) \right]^{-1}$$

$$Z_{oc1} = Z_0 \frac{R_{oc1} + Z_0 \tanh \gamma l}{Z_0 + R_{oc1} \tanh \gamma l}$$

$$Z_{sc1} = Z_0 \frac{R_{sc1} + Z_0 \tanh \gamma l}{Z_0 + R_{sc1} \tanh \gamma l}$$

$$Z_{oc2} = Z_0 \frac{R_{oc2} + Z_0 \tanh \gamma l}{Z_0 + R_{oc2} \tanh \gamma l}$$

$$Z_{sc2} = Z_0 \frac{R_{sc2} + Z_0 \tanh \gamma l}{Z_0 + R_{sc2} \tanh \gamma l}$$

#### 4.4 สรุป

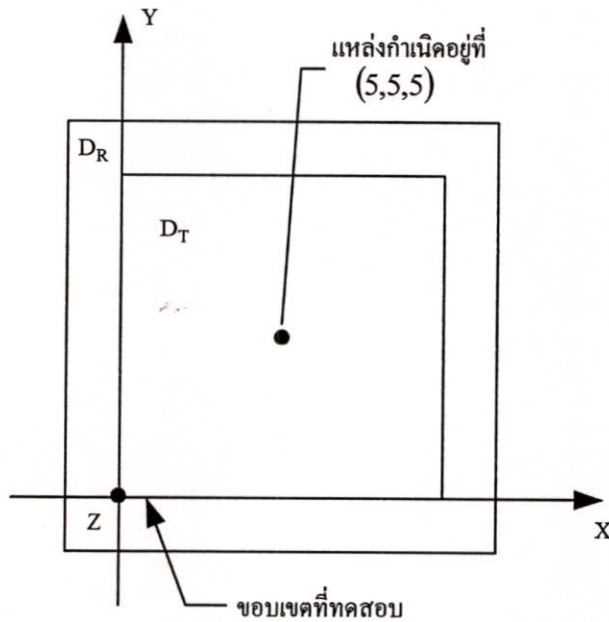
การวิเคราะห์สายไมโครสตริปแบบไม่ต่อเนื่องที่ได้กล่าวถึงในบทนี้ ซึ่งได้แก่ สายไมโครสตริปแบบปลายเปิด สายไมโครสตริปแบบทำมุมตั้งฉาก สายไมโครสตริปแบบช่องบาก สายไมโครสตริปแบบช่องต่อ สายไมโครสตริปแบบขึ้นตามความกว้าง สายไมโครสตริปแบบข้อต่อ T และสายไมโครสตริปแบบข้อต่อตัดขวาง ชั้นแรกจะแปลงรูปทรงทางเรขาคณิตของโครงสร้างสายไมโครสตริปมาเป็นวงจรสมมูลที่เหมาะสมก่อน ซึ่งจะนำขนาดต่าง ๆ ของสายไมโครสตริป ค่าพารามิเตอร์  $Z_0$  และ  $\gamma$  มาคำนวณหาค่าของแต่ละองค์ประกอบของวงจรสมมูล โดยที่ค่าของพารามิเตอร์  $Z_0$  และ  $\gamma$  สามารถหาได้จากสมการ (4.4) และ (4.6) ตามลำดับ หลังจากได้ค่าของแต่ละองค์ประกอบในวงจรสมมูลแล้ว จึงหาค่าต่าง ๆ ของพารามิเตอร์  $S$  จากวงจรสมมูลนั้น

## บทที่ 5

### การวิเคราะห์ PML ABC

#### 5.1 ขั้นตอนการทดสอบหาความเที่ยงตรงของ PML ABC

ในการทดสอบหาความเที่ยงตรงของ PML ABC ซึ่งตัวเลขนี้จะทำการวัดค่าผิดพลาดที่เกิดจาก PML ABC โดยใช้คลื่นพัลส์แพร่กระจายผ่านขอบเขต PML ABC ในรูปที่ 5.1 แสดงสองโดเมน FDTD ที่ใช้ในการทดลอง ซึ่งประกอบไปด้วยโดเมนทดสอบ (Test domain:  $D_T$ ) และโดเมนเปรียบเทียบ (Reference domain:  $D_R$ ) ซึ่งเป็นโดเมนที่ใหญ่กว่า ในแต่ละโดเมนจะใช้แนวความคิดการทำขั้นเวลาในสามมิติ โดยที่โดเมนทดสอบจะอยู่ในโดเมนเปรียบเทียบ และมีขนาดกริดเท่ากัน ดังนั้น แต่ละส่วนประกอบสนามในโดเมนทดสอบจะตรงกับส่วนประกอบสนามในโดเมนเปรียบเทียบ ซึ่งโดเมนเปรียบเทียบจะจำลองการทำงานที่เที่ยงตรงในอุดมคติของ PML ABC โดยจะแสดงเป็นกริดที่มีขอบเขตใหญ่ถึงอนันต์ในระหว่างการทดสอบ PML ABC บนกริดทดสอบ



รูปที่ 5.1 โดเมนการคำนวณที่ใช้ทดสอบ ( $D_T$ ) และ โดเมนการคำนวณที่ใช้เปรียบเทียบ ( $D_R$ )

ในการทดสอบ จะกระตุ้นด้วยพัลส์ที่ตำแหน่งศูนย์กลางของโดเมนทดสอบ และออกแบบให้อยู่ที่ศูนย์กลางของโดเมนเปรียบเทียบด้วย ดังนั้น พัลส์ที่ออกไปจะเกิดขึ้นพร้อมกันทั้งสองโดเมน จนกระทั่งเวลาเพิ่มขึ้นจนถึงจุดที่คลื่นมีการกระทบกับ PML ABC ที่ขอบเขตภายนอกของโดเมนทดสอบ และจะทำให้เกิดการสะท้อนขึ้นที่ขอบเขตนี้ ทำให้มีค่าสนามแตกต่างกับสนามใน

โดเมนเปรียบเทียบ ซึ่งจะสามารถวัดหาค่าการสะท้อนหรือค่าผิดพลาดของสนามได้ในแต่ละตำแหน่งและแต่ละชั้นเวลา

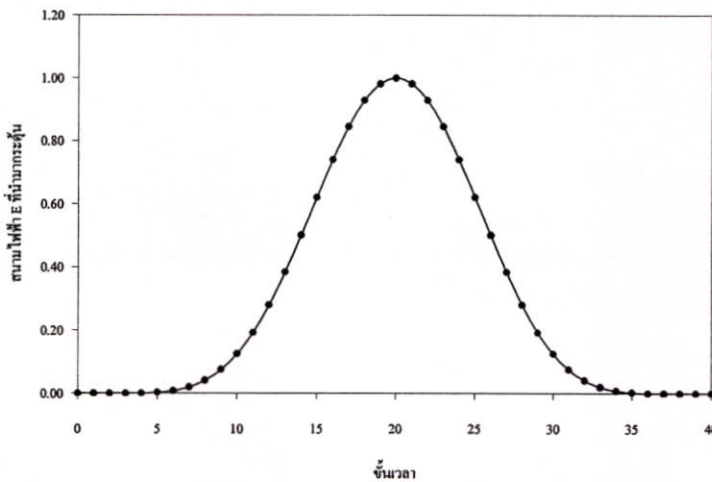
ค่าผิดพลาดวงกว้าง (Global error) ที่ชั้นเวลาใด ๆ ภายในโดเมนทดสอบหาได้จาก [19]

$$e_{global}^n = \sum_i \sum_j \sum_k \left| E_{z,T}|_{i,j,k}^n - E_{z,R}|_{i,j,k}^n \right|^2 \quad (5.1)$$

เมื่อ  $E_{z,T}$  และ  $E_{z,R}$  เป็นสนามไฟฟ้าที่ทำการคำนวณภายในโดเมนทดสอบและโดเมนเปรียบเทียบตามลำดับ ค่าผิดพลาดนี้จะเป็นหน่วยของพลังงาน ( $J$ ) ซึ่งหมายถึงค่าผิดพลาดของพลังงานทั้งหมดภายในโดเมนทดสอบ

พัลส์ที่ใช้เป็นตัวกระตุ้นแสดงในรูปที่ 5.2 ซึ่งเป็นพัลส์แบบราบเรียบ [20] มีจุดยอดที่ชั้นเวลา  $n=20$  โดยมีค่าเท่ากับ 1.0 การกระตุ้นพัลส์กำหนดให้เป็นแหล่งกำเนิดตายตัว (Hard source) มีตำแหน่งอยู่ที่ (5,5,5) ในโดเมนทดสอบ โดยที่พัลส์มีสมการเป็น

$$E_{z,T}|_{5,5,5}^n = \begin{cases} \frac{1}{32} \left[ 10 - 15 \cos(2\pi \cdot 10^9 n\Delta t) + 6 \cos(4\pi \cdot 10^9 n\Delta t) - \cos(6\pi \cdot 10^9 n\Delta t) \right] & n\Delta t \leq 10^{-9} \\ 0 & n\Delta t > 10^{-9} \end{cases} \quad (5.2)$$



รูปที่ 5.2 รูปคลื่นพัลส์ที่ใช้ทดสอบ

ในการทดสอบเชิงตัวเลขนี้ ที่ในทั้งสองโดเมนจะใช้ชั้นเวลา และขนาดกริดเท่ากัน ซึ่งได้ทำการทดสอบ PML ABC แบบ 4, 8, 12 และ 16 เซลล์ โดยจะทำการศึกษาผลกระทบของพารามิเตอร์

ตัวร่วมการสะท้อนที่มุมศูนย์องศา (Reflection factor at zero degree:  $R(0)$ ) และอันดับการเพิ่มขึ้นของการแบ่งเซลล์ (Order of graded PML loss:  $N$ ) ซึ่งมีผลต่อความเที่ยงตรงของ PML ABC โดยจะทำการปรับค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ที่ทำให้เกิดค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุด

ขั้นตอนในการทดสอบนี้ได้แสดงในรูปที่ 5.3 โดยขั้นแรกจะทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่เป็นค่าคงที่ต่าง ๆ ซึ่งประกอบไปด้วย

ขนาดของโดเมนการทดสอบ  $10 \times 10 \times 10$  เซลล์

ขนาดของโดเมนเปรียบเทียบ  $60 \times 60 \times 60$  เซลล์

จำนวนขั้นเวลา 100 ขั้นเวลา

ค่าของ  $\pi = 3.14159265358979$

ค่าของ  $\mu_0 = 1.256637061435917 \times 10^{-6}$

ค่าของ  $\epsilon_0 = 8.854187818 \times 10^{-12}$

ค่าของ  $c = 1/\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$

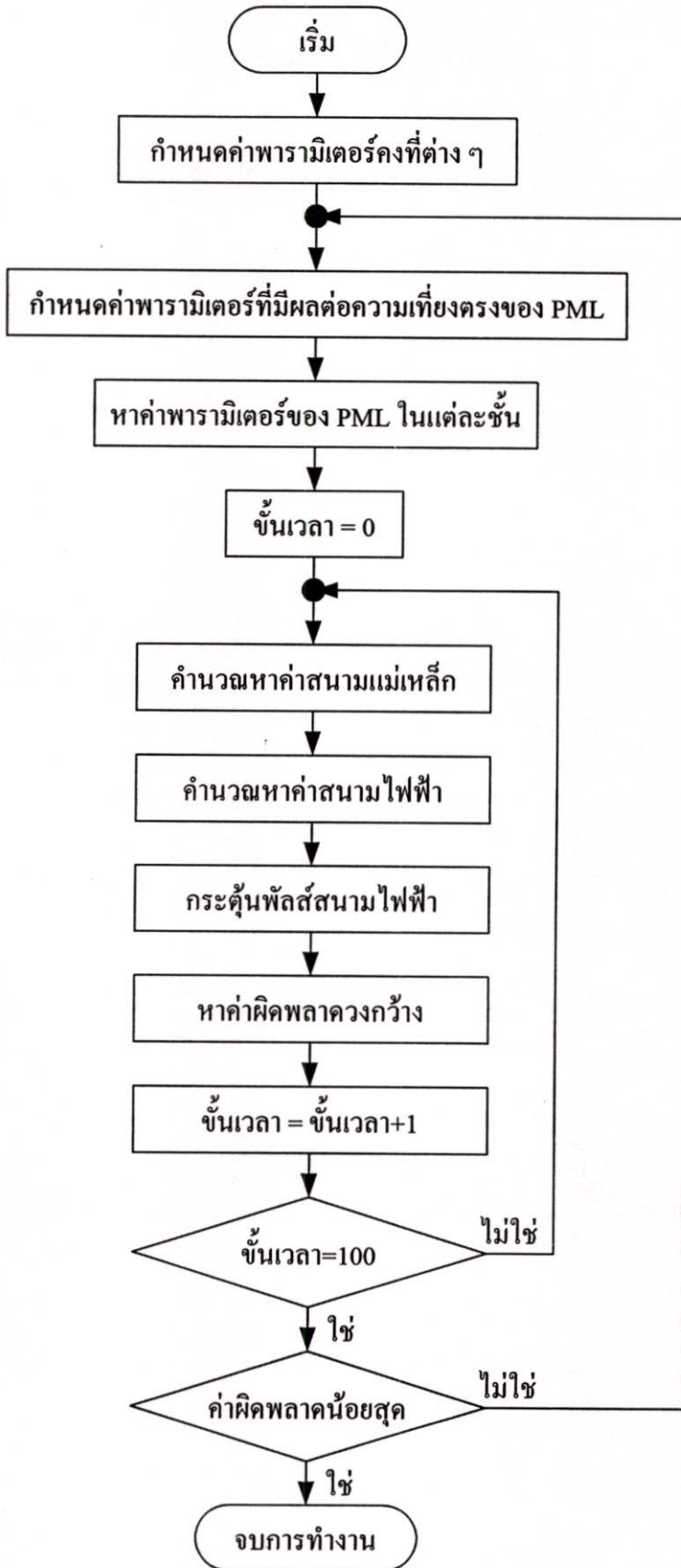
ค่าของ  $\Delta t = 2.5 \times 10^{-11}$

ค่าของ  $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 2c\Delta t$

จำนวนชั้นของ PML ขึ้นอยู่กับชนิดของ PML ABC ที่ทำการวิเคราะห์

ต่อมาทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่มีผลต่อความเที่ยงตรงของ PML ซึ่งประกอบไปด้วย  $R(0)$  และ  $N$  โดยที่  $R(0)$  กำหนดค่าเริ่มต้นให้เป็น  $1 \times 10^{-1}$  และ  $N$  กำหนดค่าเริ่มต้นให้เป็น 1 หลังจากนั้นหาค่าพารามิเตอร์  $\sigma$  และ  $\sigma^*$  ในแต่ละชั้นของ PML โดยใช้สมการ (2.30) ถึง (2.32) แล้วจึงทำขั้นเวลาของสมการผลต่างสี่บเนื่องจำกัดทั้งในโดเมนทดสอบและในโดเมนเปรียบเทียบพร้อมกันโดยเริ่มที่ขั้นเวลาที่ศูนย์ หาค่าสนามแม่เหล็กในแต่ละตำแหน่งโดยใช้สมการ (2.26) และ (2.28) ต่อมาหาค่าสนามไฟฟ้าในแต่ละตำแหน่งโดยใช้สมการ (2.27) และ (2.29) ทำการกระตุ้นสนามไฟฟ้าที่ตำแหน่ง (5,5,5) ในโดเมนทดสอบ และที่ตำแหน่ง (15,15,15) ในโดเมนเปรียบเทียบ โดยใช้สมการ (5.2) และหาค่าผิดพลาดวงกว้างโดยใช้สมการ (5.1) ทำต่อไปเรื่อย ๆ จนถึงขั้นเวลาที่ 100

เมื่อได้ค่าผิดพลาดวงกว้างในแต่ละชั้นเวลาจนถึงขั้นเวลาที่ 100 แล้ว จะทำการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ที่มีผลต่อความเที่ยงตรงของ PML ABC โดยที่จะปรับเปลี่ยนค่า  $R(0)$  อยู่ในช่วง  $1 \times 10^{-1}$  ถึง  $1 \times 10^{-10}$  ปรับเปลี่ยนค่า  $N$  อยู่ในช่วง 1 ถึง 10 ทำการปรับค่าไปเรื่อย ๆ จนได้ค่าผิดพลาดวงกว้างของ PML ABC น้อยที่สุด

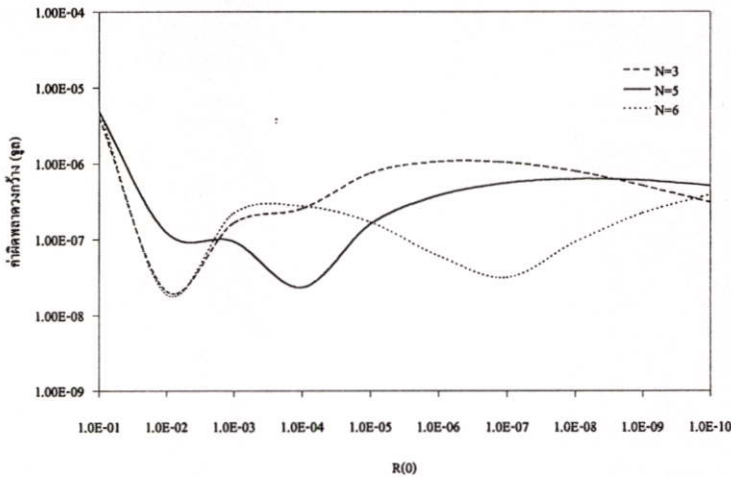


รูปที่ 5.3 ขั้นตอนการทดสอบหาความเที่ยงตรงของ PML ABC

## 5.2 ความเที่ยงตรงของ PML ABC แบบ 4 เซลล์

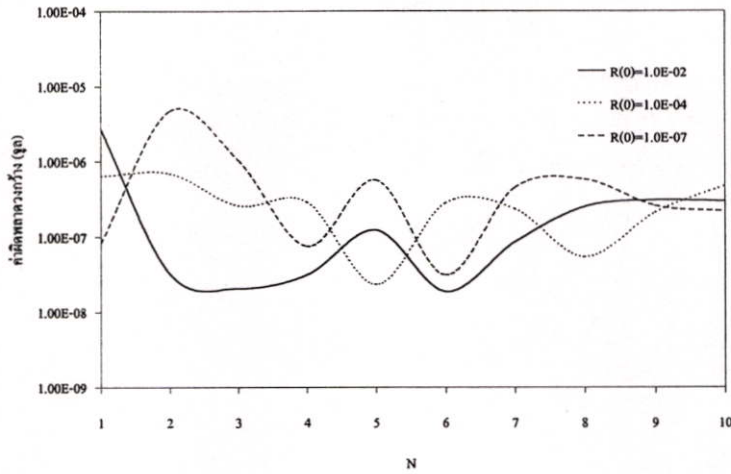
ในการวิเคราะห์ความเที่ยงตรงของ PML ABC แบบ 4 เซลล์ จะทำให้ต้องใช้ขนาดของโดเมนทดสอบทั้งหมด  $18 \times 18 \times 18$  เซลล์ ใช้ขนาดของโดเมนเปรียบเทียบทั้งหมด  $68 \times 68 \times 68$  เซลล์ ใช้เวลาในการวิเคราะห์แต่ละครั้งประมาณ 2 นาที 20 วินาที

เมื่อได้กำหนดค่าของ  $N$  ให้คงที่ และทำการปรับเปลี่ยนค่าของ  $R(0)$  ให้อยู่ในช่วง  $1 \times 10^{-1}$  ถึง  $1 \times 10^{-10}$  จะได้ค่าของ  $N$  ที่ทำให้เกิดค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดเป็น 6, 3 และ 5 ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 5.4 โดยที่ถ้า  $N = 6$  จะได้ค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดที่ขึ้นเวลา 100 เป็น  $1.89 \times 10^{-8} J$  เมื่อ  $R(0) = 1 \times 10^{-2}$  ถ้า  $N = 3$  จะได้ค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดที่ขึ้นเวลา 100 เป็น  $2.08 \times 10^{-8} J$  เมื่อ  $R(0) = 1 \times 10^{-2}$  และถ้า  $N = 5$  จะได้ค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดที่ขึ้นเวลา 100 เป็น  $2.34 \times 10^{-8} J$  เมื่อ  $R(0) = 1 \times 10^{-4}$



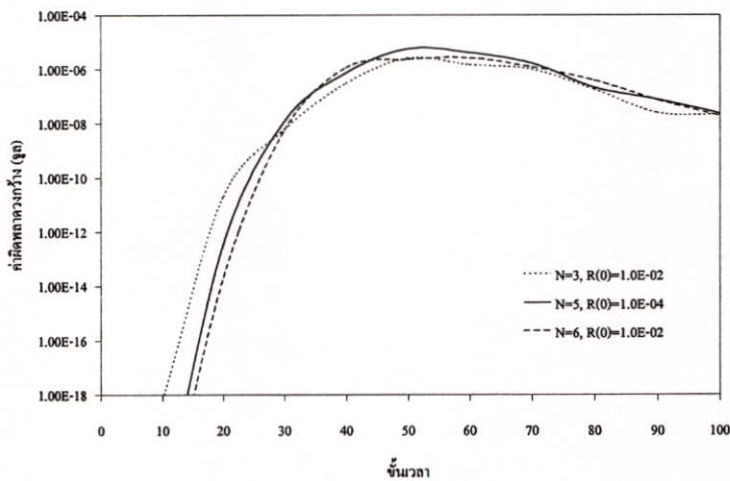
รูปที่ 5.4 กราฟแสดงค่าผิดพลาดวงกว้างเทียบกับ  $R(0)$  โดยที่กำหนดให้  $N = 3$ ,  $N = 5$  และ  $N = 6$

เมื่อได้กำหนดค่าของ  $R(0)$  ให้คงที่ และทำการปรับเปลี่ยนค่าของ  $N$  ให้อยู่ในช่วง 1 ถึง 10 จะได้ค่าของ  $R(0)$  ที่ทำให้เกิดค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดเป็น  $1 \times 10^{-2}$ ,  $1 \times 10^{-4}$  และ  $1 \times 10^{-7}$  ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 5.5 โดยที่ถ้า  $R(0) = 1 \times 10^{-2}$  จะได้ค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดที่ขึ้นเวลา 100 เป็น  $1.89 \times 10^{-8} J$  เมื่อ  $N = 6$  ถ้า  $R(0) = 1 \times 10^{-4}$  จะได้ค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดที่ขึ้นเวลา 100 เป็น  $2.34 \times 10^{-8} J$  เมื่อ  $N = 5$  และถ้า  $R(0) = 1 \times 10^{-7}$  จะได้ค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดที่ขึ้นเวลา 100 เป็น  $3.13 \times 10^{-8} J$  เมื่อ  $N = 6$



รูปที่ 5.5 กราฟแสดงค่าผิดพลาดวงกว้างเทียบกับ  $N$  โดยที่กำหนดให้  $R(0)=1 \times 10^{-2}$ ,  $R(0)=1 \times 10^{-4}$  และ  $R(0)=1 \times 10^{-7}$

ต่อมาได้ทำการพิจารณาค่า  $N$  และ  $R(0)$  ที่ทำให้เกิดค่าผิดพลาดวงกว้างที่ชั้นเวลา 100 น้อยที่สุดสามอันดับแรก ซึ่งจะได้ค่าพารามิเตอร์เหล่านี้มีค่าเป็น  $N = 6$  กับ  $R(0) = 1 \times 10^{-2}$ ,  $N = 3$  กับ  $R(0) = 1 \times 10^{-4}$  และ  $N = 5$  กับ  $R(0) = 1 \times 10^{-7}$  ตามลำดับ ในรูปที่ 5.6 แสดงกราฟค่าผิดพลาดวงกว้างในแต่ละชั้นเวลาเมื่อใช้ค่าพารามิเตอร์เหล่านี้

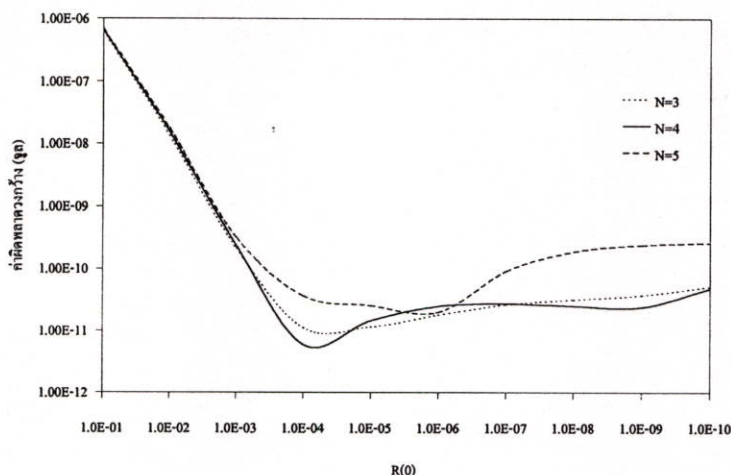


รูปที่ 5.6 กราฟแสดงค่าผิดพลาดวงกว้างในแต่ละชั้นเวลา โดยที่กำหนดให้  $N = 3$  กับ  $R(0) = 1 \times 10^{-2}$ ,  $N = 3$  กับ  $R(0) = 1 \times 10^{-4}$  และ  $N = 6$  กับ  $R(0) = 1 \times 10^{-2}$

### 5.3 ความเที่ยงตรงของ PML ABC แบบ 8 เซลล์

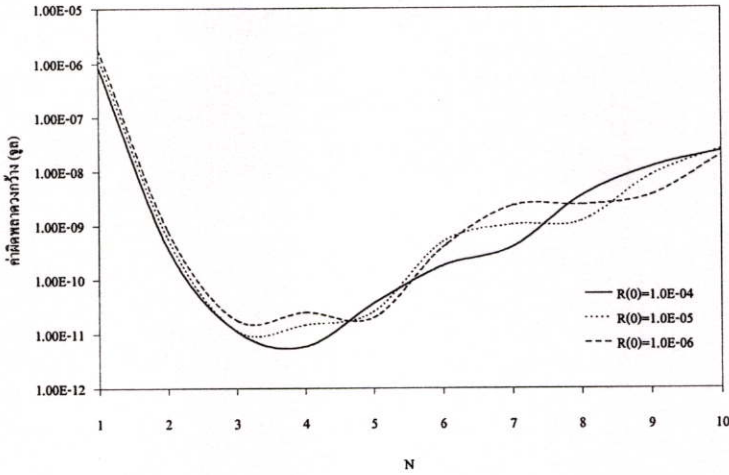
ในการวิเคราะห์ความเที่ยงตรงของ PML ABC แบบ 8 เซลล์ จะทำให้ต้องใช้ขนาดของโดเมนทดสอบทั้งหมด  $26 \times 26 \times 26$  เซลล์ ใช้ขนาดของโดเมนเปรียบเทียบทั้งหมด  $76 \times 76 \times 76$  เซลล์ ใช้เวลาในการวิเคราะห์แต่ละครั้งประมาณ 3 นาที 20 วินาที

เมื่อได้กำหนดค่าของ  $N$  ให้คงที่ และทำการปรับเปลี่ยนค่าของ  $R(0)$  ให้อยู่ในช่วง  $1 \times 10^{-1}$  ถึง  $1 \times 10^{-10}$  จะได้ค่าของ  $N$  ที่ทำให้เกิดค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดเป็น 4, 3 และ 5 ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 5.7 โดยที่ถ้า  $N = 4$  จะได้ค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดที่ขึ้นเวลา 100 เป็น  $5.99 \times 10^{-12}$  J เมื่อ  $R(0) = 1 \times 10^{-4}$  ถ้า  $N = 3$  จะได้ค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดที่ขึ้นเวลา 100 เป็น  $1.12 \times 10^{-11}$  J เมื่อ  $R(0) = 1 \times 10^{-4}$  และถ้า  $N = 5$  จะได้ค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดที่ขึ้นเวลา 100 เป็น  $1.99 \times 10^{-11}$  J เมื่อ  $R(0) = 1 \times 10^{-6}$



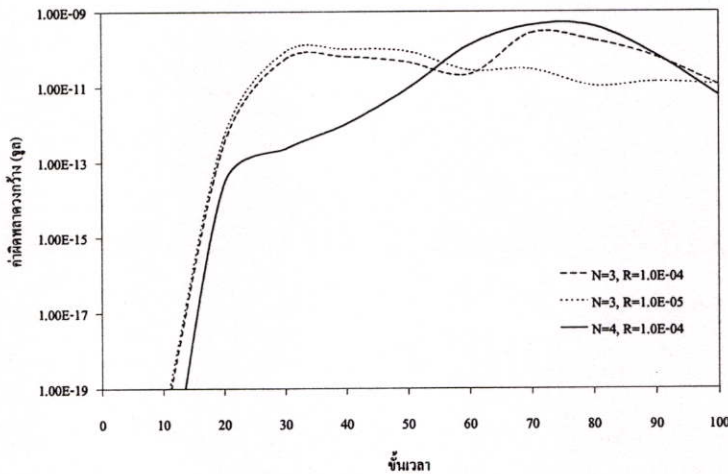
รูปที่ 5.7 กราฟแสดงค่าผิดพลาดวงกว้างเทียบกับ  $R(0)$  โดยที่กำหนดให้  $N = 3$ ,  $N = 4$  และ  $N = 5$

เมื่อได้กำหนดค่าของ  $R(0)$  ให้คงที่ และทำการปรับเปลี่ยนค่าของ  $N$  ให้อยู่ในช่วง 1 ถึง 10 จะได้ค่าของ  $R(0)$  ที่ทำให้เกิดค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดเป็น  $1 \times 10^{-4}$ ,  $1 \times 10^{-5}$  และ  $1 \times 10^{-6}$  ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 5.8 โดยที่ถ้า  $R(0) = 1 \times 10^{-4}$  จะได้ค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดที่ขึ้นเวลา 100 เป็น  $5.99 \times 10^{-12}$  J เมื่อ  $N = 4$  ถ้า  $R(0) = 1 \times 10^{-5}$  จะได้ค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดที่ขึ้นเวลา 100 เป็น  $1.15 \times 10^{-11}$  J เมื่อ  $N = 3$  และถ้า  $R(0) = 1 \times 10^{-6}$  จะได้ค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดที่ขึ้นเวลา 100 เป็น  $1.79 \times 10^{-11}$  J เมื่อ  $N = 3$



รูปที่ 5.8 กราฟแสดงค่าผิดพลาดวงกว้างเทียบกับ  $N$  โดยที่กำหนดให้  $R(0)=1 \times 10^{-4}$ ,  $R(0)=1 \times 10^{-5}$  และ  $R(0)=1 \times 10^{-6}$

ต่อมาได้ทำการพิจารณาหาค่า  $N$  และ  $R(0)$  ที่ทำให้เกิดค่าผิดพลาดวงกว้างที่ชั้นเวลา 100 น้อยที่สุดสามอันดับแรก ซึ่งจะได้ค่าพารามิเตอร์เหล่านี้มีค่าเป็น  $N=4$  กับ  $R(0)=1 \times 10^{-4}$ ,  $N=3$  กับ  $R(0)=1 \times 10^{-4}$  และ  $N=3$  กับ  $R(0)=1 \times 10^{-5}$  ตามลำดับ ในรูปที่ 5.9 แสดงกราฟค่าผิดพลาดวงกว้างในแต่ละชั้นเวลาเมื่อใช้ค่าพารามิเตอร์เหล่านี้

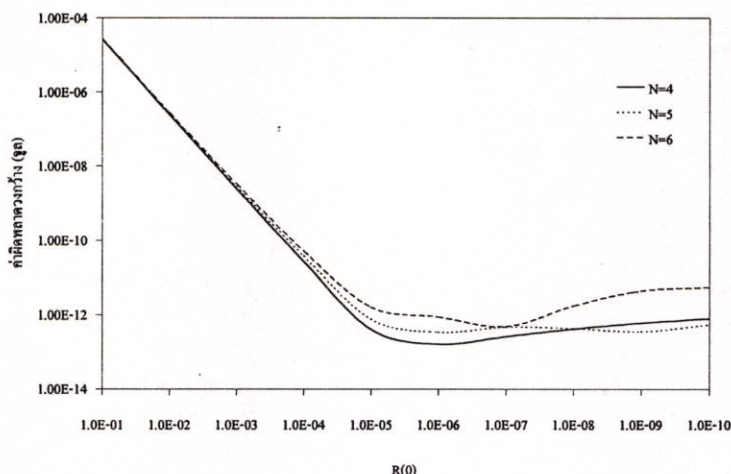


รูปที่ 5.9 กราฟแสดงค่าผิดพลาดวงกว้างในแต่ละชั้นเวลา โดยที่กำหนดให้  $N=3$  กับ  $R(0)=1 \times 10^{-4}$ ,  $N=3$  กับ  $R(0)=1 \times 10^{-5}$  และ  $N=4$  กับ  $R(0)=1 \times 10^{-4}$

## 5.4 ความเที่ยงตรงของ PML ABC แบบ 12 เซลล์

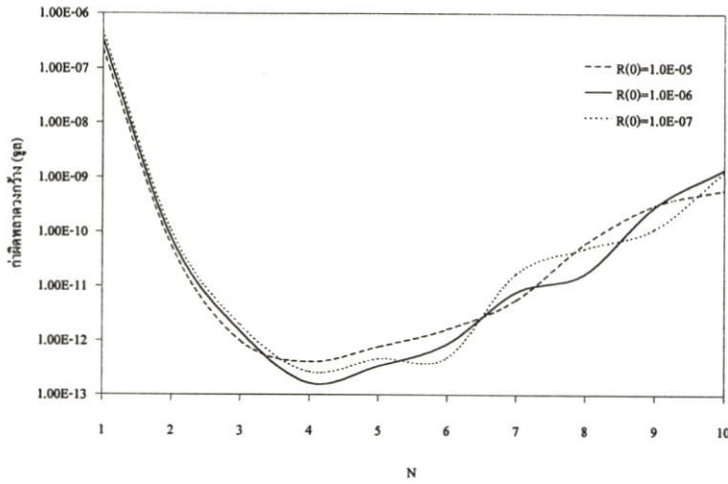
ในการวิเคราะห์ความเที่ยงตรงของ PML ABC แบบ 12 เซลล์ จะทำให้ต้องใช้ขนาดของโดเมนทดสอบทั้งหมด  $34 \times 34 \times 34$  เซลล์ ใช้ขนาดของโดเมนเปรียบเทียบทั้งหมด  $84 \times 84 \times 84$  เซลล์ ใช้เวลาในการวิเคราะห์แต่ละครั้งประมาณ 4 นาที 30 วินาที

เมื่อได้กำหนดค่าของ  $N$  ให้คงที่ และทำการปรับเปลี่ยนค่าของ  $R(0)$  ให้อยู่ในช่วง  $1 \times 10^{-1}$  ถึง  $1 \times 10^{-10}$  จะได้ค่าของ  $N$  ที่ทำให้เกิดค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดเป็น 4, 5 และ 6 ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 5.10 โดยที่ถ้า  $N = 4$  จะได้ค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดที่ชั้นเวลา 100 เป็น  $1.66 \times 10^{-13} J$  เมื่อ  $R(0) = 1 \times 10^{-6}$  ถ้า  $N = 5$  จะได้ค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดที่ชั้นเวลา 100 เป็น  $3.41 \times 10^{-13} J$  เมื่อ  $R(0) = 1 \times 10^{-6}$  และถ้า  $N = 6$  จะได้ค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดที่ชั้นเวลา 100 เป็น  $4.88 \times 10^{-13} J$  เมื่อ  $R(0) = 1 \times 10^{-7}$



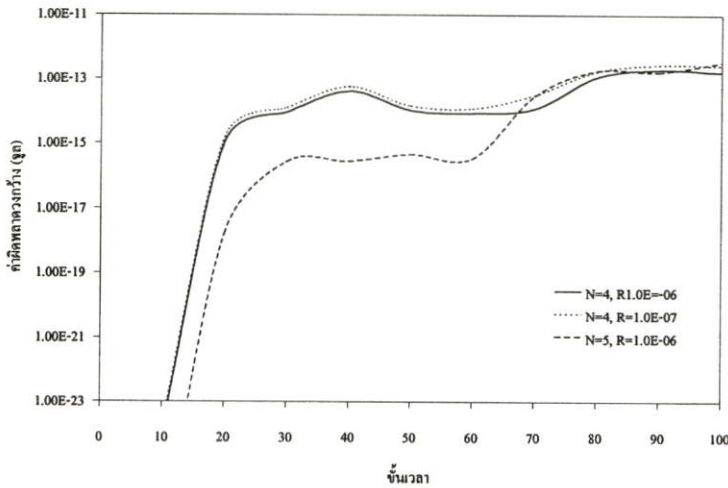
รูปที่ 5.10 กราฟแสดงค่าผิดพลาดวงกว้างเทียบกับ  $R(0)$  โดยที่กำหนดให้  $N = 3$ ,  $N = 5$  และ  $N = 6$

เมื่อได้กำหนดค่าของ  $R(0)$  ให้คงที่ และทำการปรับเปลี่ยนค่าของ  $N$  ให้อยู่ในช่วง 1 ถึง 10 จะได้ค่าของ  $R(0)$  ที่ทำให้เกิดค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดเป็น  $1 \times 10^{-6}$ ,  $1 \times 10^{-7}$  และ  $1 \times 10^{-5}$  ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 5.11 โดยที่ถ้า  $R(0) = 1 \times 10^{-6}$  จะได้ค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดที่ชั้นเวลา 100 เป็น  $1.66 \times 10^{-13} J$  เมื่อ  $N = 4$  ถ้า  $R(0) = 1 \times 10^{-7}$  จะได้ค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดที่ชั้นเวลา 100 เป็น  $2.65 \times 10^{-13} J$  เมื่อ  $N = 4$  และถ้า  $R(0) = 1 \times 10^{-5}$  จะได้ค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดที่ชั้นเวลา 100 เป็น  $4.10 \times 10^{-13} J$  เมื่อ  $N = 4$



รูปที่ 5.11 กราฟแสดงค่าผิดพลาดวงกว้างเทียบกับ  $N$  โดยที่กำหนดให้  $R(0)=1\times 10^{-5}$ ,  $R(0)=1\times 10^{-6}$  และ  $R(0)=1\times 10^{-7}$

ต่อมาได้ทำการพิจารณาค่า  $N$  และ  $R(0)$  ที่ทำให้เกิดค่าผิดพลาดวงกว้างที่ชั้นเวลา 100 น้อยที่สุดสามอันดับแรก ซึ่งจะได้ค่าพารามิเตอร์เหล่านี้มีค่าเป็น  $N = 4$  กับ  $R(0)=1\times 10^{-6}$ ,  $N = 4$  กับ  $R(0)=1\times 10^{-7}$  และ  $N = 5$  กับ  $R(0)=1\times 10^{-6}$  ตามลำดับ ในรูปที่ 5.12 แสดงกราฟค่าผิดพลาดวงกว้างในแต่ละชั้นเวลาเมื่อใช้ค่าพารามิเตอร์เหล่านี้

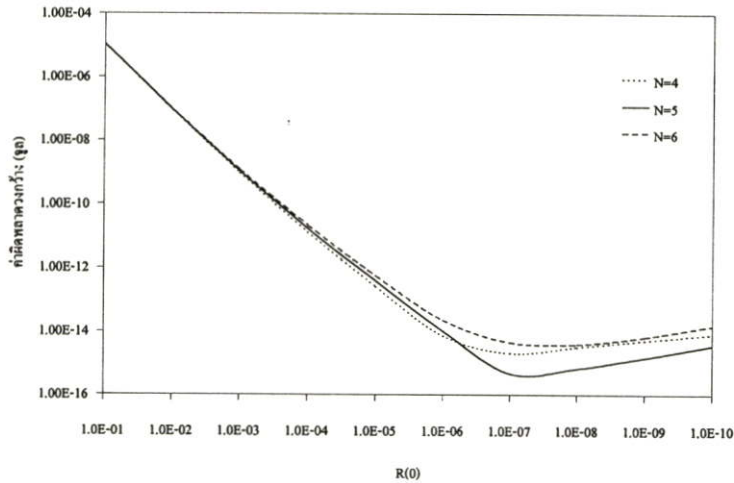


รูปที่ 5.12 กราฟแสดงค่าผิดพลาดวงกว้างในแต่ละชั้นเวลา โดยที่กำหนดให้  $N = 4$  กับ  $R(0)=1\times 10^{-6}$ ,  $N = 4$  กับ  $R(0)=1\times 10^{-7}$  และ  $N = 5$  กับ  $R(0)=1\times 10^{-6}$

## 5.5 ความเที่ยงตรงของ PML ABC แบบ 16 เซลล์

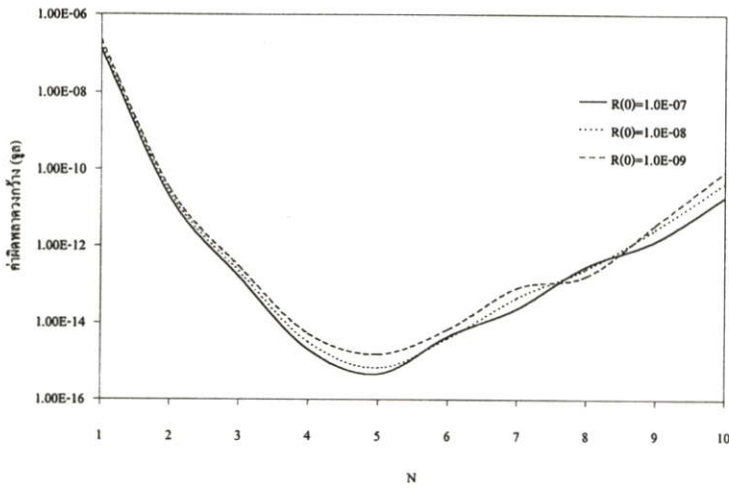
ในการวิเคราะห์ความเที่ยงตรงของ PML ABC แบบ 16 เซลล์ จะทำให้ต้องใช้ขนาดของโดเมนทดสอบทั้งหมด  $42 \times 42 \times 42$  เซลล์ ใช้ขนาดของโดเมนเปรียบเทียบทั้งหมด  $92 \times 92 \times 92$  เซลล์ ใช้เวลาในการวิเคราะห์แต่ละครั้งประมาณ 5 นาที 30 วินาที

เมื่อได้กำหนดค่าของ  $N$  ให้คงที่ และทำการปรับเปลี่ยนค่าของ  $R(0)$  ให้อยู่ในช่วง  $1 \times 10^{-1}$  ถึง  $1 \times 10^{-10}$  จะได้ค่าของ  $N$  ที่ทำให้เกิดค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดเป็น 5, 4 และ 6 ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 5.13 โดยที่ถ้า  $N=5$  จะได้ค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดที่ช่วงเวลา 100 เป็น  $4.78 \times 10^{-16} J$  เมื่อ  $R(0)=1 \times 10^{-7}$  ถ้า  $N=4$  จะได้ค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดที่ช่วงเวลา 100 เป็น  $2.09 \times 10^{-15} J$  เมื่อ  $R(0)=1 \times 10^{-7}$  และถ้า  $N=6$  จะได้ค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดที่ช่วงเวลา 100 เป็น  $4.05 \times 10^{-15} J$  เมื่อ  $R(0)=1 \times 10^{-8}$



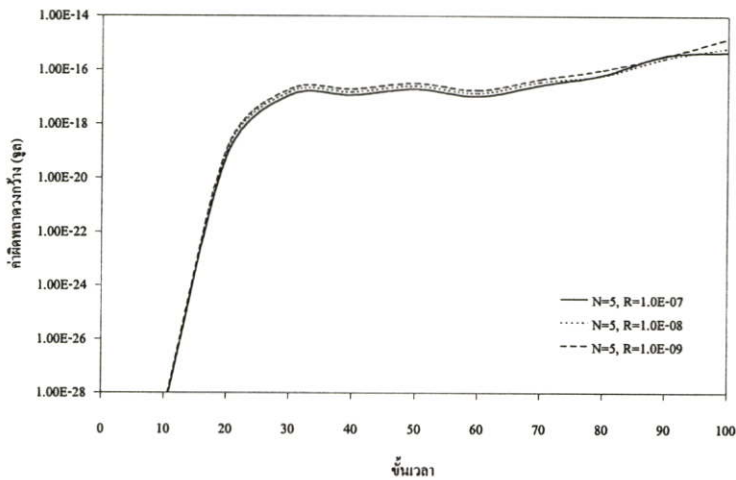
รูปที่ 5.13 กราฟแสดงค่าผิดพลาดวงกว้างเทียบกับ  $R(0)$  โดยที่กำหนดให้  $N=3$ ,  $N=5$  และ  $N=6$

เมื่อได้กำหนดค่าของ  $R(0)$  ให้คงที่ และทำการปรับเปลี่ยนค่าของ  $N$  ให้อยู่ในช่วง 1 ถึง 10 จะได้ค่าของ  $R(0)$  ที่ทำให้เกิดค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดเป็น  $1 \times 10^{-7}$ ,  $1 \times 10^{-8}$  และ  $1 \times 10^{-9}$  ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 5.14 โดยที่ถ้า  $R(0)=1 \times 10^{-7}$  จะได้ค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดที่ช่วงเวลา 100 เป็น  $4.78 \times 10^{-16} J$  เมื่อ  $N=5$  ถ้า  $R(0)=1 \times 10^{-8}$  จะได้ค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดที่ช่วงเวลา 100 เป็น  $6.88 \times 10^{-16} J$  เมื่อ  $N=5$  และถ้า  $R(0)=1 \times 10^{-9}$  จะได้ค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดที่ช่วงเวลา 100 เป็น  $1.54 \times 10^{-15} J$  เมื่อ  $N=5$



รูปที่ 5.14 กราฟแสดงค่าผิดพลาดวงกว้างเทียบกับ  $N$  โดยที่กำหนดให้  $R(0)=1\times 10^{-7}$ ,  $R(0)=1\times 10^{-8}$  และ  $R(0)=1\times 10^{-9}$

ต่อมาได้ทำการพิจารณาค่า  $N$  และ  $R(0)$  ที่ทำให้เกิดค่าผิดพลาดวงกว้างที่ชั้นเวลา 100 น้อยที่สุดสามอันดับแรก ซึ่งจะได้ค่าพารามิเตอร์เหล่านี้มีค่าเป็น  $N=5$  กับ  $R(0)=1\times 10^{-7}$ ,  $N=5$  กับ  $R(0)=1\times 10^{-8}$  และ  $N=5$  กับ  $R(0)=1\times 10^{-9}$  ตามลำดับ ในรูปที่ 5.15 แสดงกราฟค่าผิดพลาดวงกว้างในแต่ละชั้นเวลาเมื่อใช้ค่าพารามิเตอร์เหล่านี้



รูปที่ 5.15 กราฟแสดงค่าผิดพลาดวงกว้างในแต่ละชั้นเวลา โดยที่กำหนดให้  $N=5$  กับ  $R(0)=1\times 10^{-7}$ ,  $N=5$  กับ  $R(0)=1\times 10^{-8}$  และ  $N=5$  กับ  $R(0)=1\times 10^{-9}$

## บทที่ 6

# การวิเคราะห์ท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากแบบไม่ต่อเนื่อง

### 6.1 บทนำ

ท่อนำคลื่นเป็นโครงสร้างของอุปกรณ์การนำพาคลื่นที่สามารถทำให้เกิดแบบแผนคลื่นได้หลายแบบ และถ้าท่อนำคลื่นเป็นแบบไม่ต่อเนื่องจะทำให้วิเคราะห์ได้ยาก วิธีการวิเคราะห์โดยใช้วงจรสมมูลที่ได้กล่าวถึงในบทที่ 3 จะทำการวิเคราะห์ท่อนำคลื่นในแบบแผนคลื่นความถี่ใหญ่เท่านั้น ส่วนวิธีเชิงตัวเลข เช่น FEM จะสามารถทำการวิเคราะห์ท่อนำคลื่นได้หลายแบบแผนคลื่น แต่จะต้องกำหนดการโพลาไรซ์ (Polarization) ของแต่ละแบบแผนคลื่นที่แต่ละพอร์ทให้เหมาะสม ทำให้มีขั้นตอนที่วิเคราะห์ยุ่งยาก และจะต้องมีความรู้เกี่ยวกับท่อนำคลื่นสูง ดังนั้น ในวิทยานิพนธ์นี้จึงกำหนดให้ทำการวิเคราะห์ในหนึ่งแบบแผนคลื่นเท่านั้น ส่วน MM จะใช้เวลาในการวิเคราะห์นานมาก เนื่องจากท่อนำคลื่นมีโครงสร้างขนาดใหญ่ จึงไม่นำมาวิเคราะห์ท่อนำคลื่น

วิธี FDTD เป็นวิธีเชิงตัวเลขที่นิยมมาใช้วิเคราะห์ท่อนำคลื่นแบบต่างๆ เช่น [21] เนื่องจากมีขั้นตอนวิเคราะห์ที่ง่าย ไม่ต้องมีความรู้เกี่ยวกับแบบแผนคลื่นของท่อนำคลื่นมาก สามารถทำการวิเคราะห์ได้ในช่วงความถี่ตั้งแต่ DC (Direct Current) จนถึงความถี่ที่ต้องการ และผลที่ได้ก็มีความเที่ยงตรงเป็นที่ยอมรับทั่วไป

ในบทนี้จะทำการวิเคราะห์ท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากแบบไม่ต่อเนื่องโดยใช้วิธี FDTD โดยจะทำการวิเคราะห์ท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากแบบทำมุมตั้งฉากทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก และท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากแบบข้อต่อ T ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ได้แสดงการแผ่กระจายของส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าที่ทำการกระตุ้น และแสดงกราฟพารามิเตอร์  $S$  เปรียบเทียบกับการวิเคราะห์โดยใช้วงจรสมมูล และ FEM ซึ่งมีความถี่อยู่ในช่วง 0 ถึง 20 GHz

### 6.2 ขั้นตอนการวิเคราะห์

ขั้นตอนการวิเคราะห์ท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากแบบไม่ต่อเนื่องโดยใช้วิธี FDTD แสดงในรูปที่ 6.1 โดยขั้นแรกจะทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่เป็นค่าคงที่ต่าง ๆ ซึ่งประกอบไปด้วย

จำนวนขั้นเวลา 10000 ขั้นเวลา

ค่าของ  $\pi = 3.14159265358979$

ค่าของ  $\mu_0 = 1.256637061435917 \times 10^{-6} \text{ Hm}^{-1}$

$$\text{ค่าของ } \varepsilon_0 = 8.854187818 \times 10^{-12} \text{ Fm}^{-1}$$

$$\text{ค่าของ } c = 1/\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0} \text{ ms}^{-1}$$

$$\text{ค่าของ } \Delta x = \Delta y = \Delta z = \Delta = 0.0005 \text{ m}$$

$$\text{ค่าของ } \Delta t = \Delta/\sqrt{3}c \text{ s}$$

$$\text{ค่าความต้านทานของแหล่งกำเนิดแรงดัน } R_S = 50 \text{ } \Omega$$

จำนวนชั้นของ PML 16 ชั้น

อันดับการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียใน PML  $N = 5$

$$\text{ตัวร่วมการสะท้อนที่มุมศูนย์องศา } R(0) = 1 \times 10^{-7}$$

ขนาดของโดเมนการคำนวณ ขึ้นอยู่กับโครงสร้างท่อนำคลื่นที่ทำการวิเคราะห์

ค่าขนาดต่าง ๆ ของท่อนำคลื่นที่ทำการวิเคราะห์

ต่อมาทำการกำหนดเงื่อนไขขอบเขต บริเวณที่เป็นขอบและผนังของท่อนำคลื่นจะกำหนดให้เป็นตัวนำสมบูรณ์ (มี  $\sigma$  เป็น  $\infty$ ) ซึ่งจะทำให้ได้ค่าของ  $C_u$  และ  $C_b$  ในสมการ (2.11) ที่อยู่ในบริเวณที่เป็นขอบหรือผนังของท่อนำคลื่นมีค่าเป็น  $-1$  และ  $0$  ตามลำดับ

หลังจากนั้นหาค่าพารามิเตอร์  $\sigma$  และ  $\sigma^*$  ในแต่ละชั้นของ PML โดยใช้สมการ (2.30) ถึง (2.32) ซึ่ง PML จะมีเฉพาะด้านที่มีพอร์ทเท่านั้น แล้วจึงทำขั้นเวลาของสมการผลต่างสืบเนื่องจำกัด โดยเริ่มที่ขั้นเวลาที่ศูนย์ หาค่าสนามแม่เหล็กในแต่ละตำแหน่งโดยใช้สมการ (2.26) และ (2.28) ต่อมาหาค่าสนามไฟฟ้าในแต่ละตำแหน่งโดยใช้สมการ (2.27) และ (2.29)

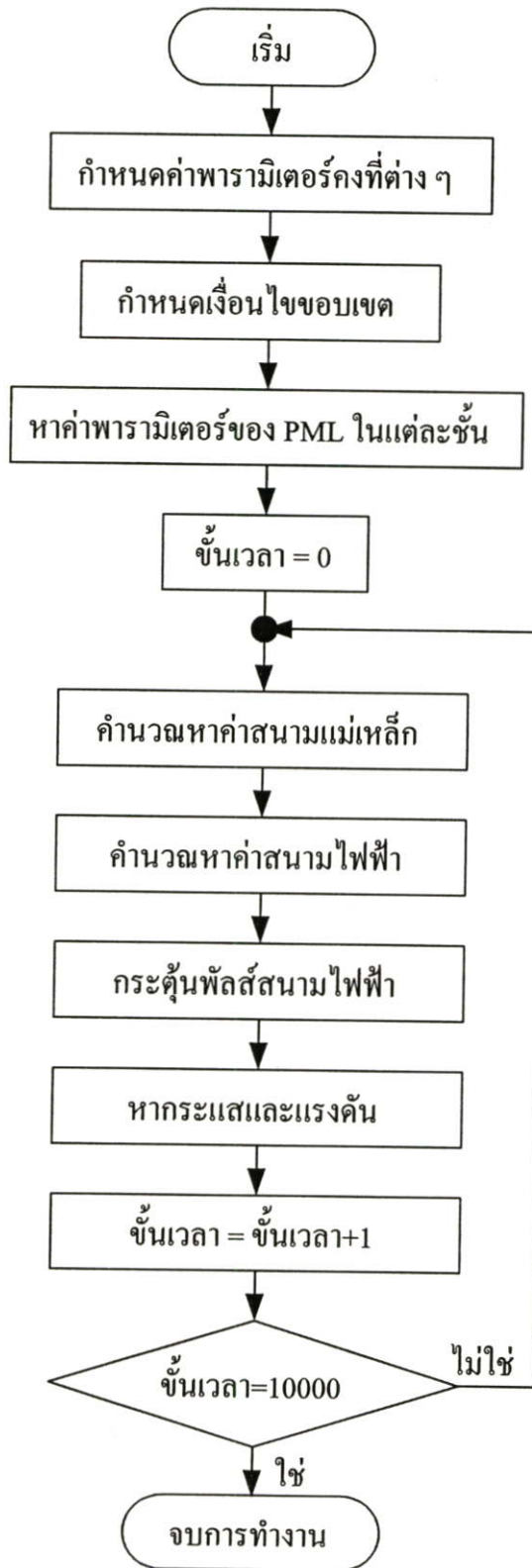
ทำการกระตุ้นสนามไฟฟ้าที่พอร์ทที่ตำแหน่งกึ่งกลางความกว้างหน้าตัดของท่อนำคลื่น โดยเริ่มทำการกระตุ้นตั้งแต่ขอบด้านข้างจนถึงกึ่งกลางความสูงของหน้าตัดท่อนำคลื่นทางด้านพอร์ทที่ต้องการโดยใช้สมการ (2.39) ส่วนพอร์ทที่เหลือทำแบบจำลองของตัวต้านทานโดยใช้สมการ (2.40) หลังจากนั้นหากระแสจากสมการ (2.38) และหาแรงดันจากสมการ (2.43)

เพิ่มขึ้นเวลาขึ้นไปอีก 1 ขั้นเวลา แล้วกลับไปทำตั้งแต่ขั้นตอนการคำนวณสนามแม่เหล็กอีกครั้งหนึ่ง ทำตามขั้นตอนเหล่านี้ต่อไปเรื่อย ๆ จนครบ 10000 ขั้นเวลา

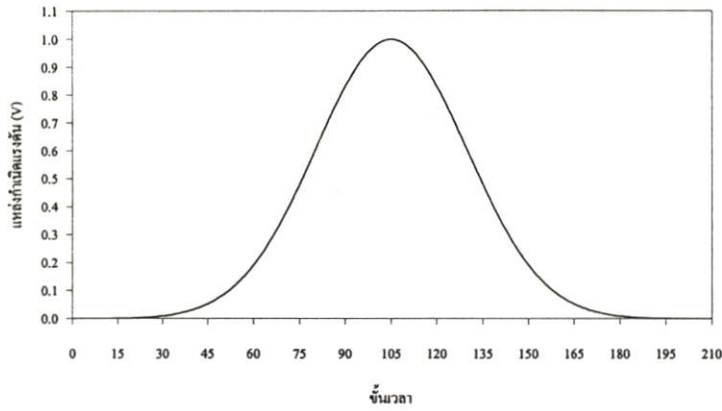
ในการวิเคราะห์โครงสร้างของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากแบบไม่ต่อเนื่องทั้งหมดในบทนี้ จะใช้แหล่งกำเนิดแรงดันที่มีสมการเป็น

$$V_s = \exp\left[\left(\frac{n-105}{35}\right)^2\right] \quad (6.1)$$

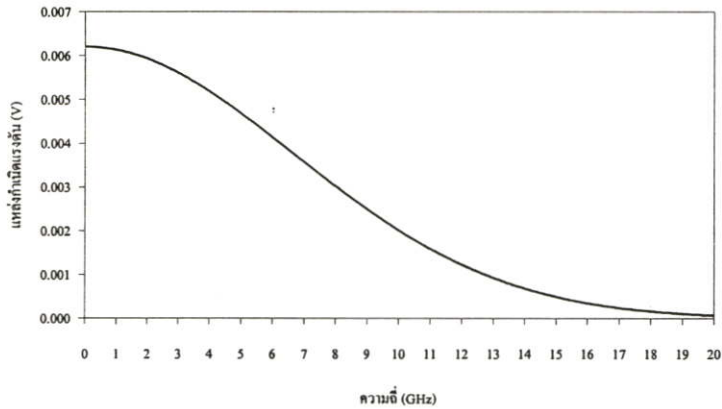
กราฟของแหล่งกำเนิดแรงดันแสดงในรูปที่ 6.2 ซึ่งเมื่อทำการแปลงฟูริเยร์จะได้ส่วนประกอบของช่วงความถี่ตั้งแต่สัญญาณ DC จนถึง  $20 \text{ GHz}$  ดังแสดงในรูปที่ 6.3



รูปที่ 6.1 ขั้นตอนการวิเคราะห์ที่นำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากแบบไม่ต่อเนื่องโดยใช้วิธี FDTD



รูปที่ 6.2 กราฟแสดงแวล่งก้านแรงดันในโดเมนเวลา



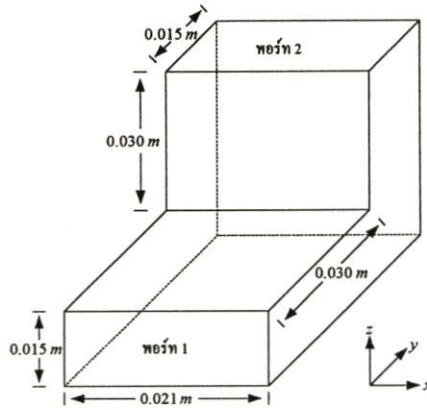
รูปที่ 6.3 กราฟแสดงแวล่งก้านแรงดันในโดเมนความถี่

### 6.3 การวิเคราะห์ท่อนำคลื่นแบบทำมุมตั้งฉากในระนาบสนามไฟฟ้า

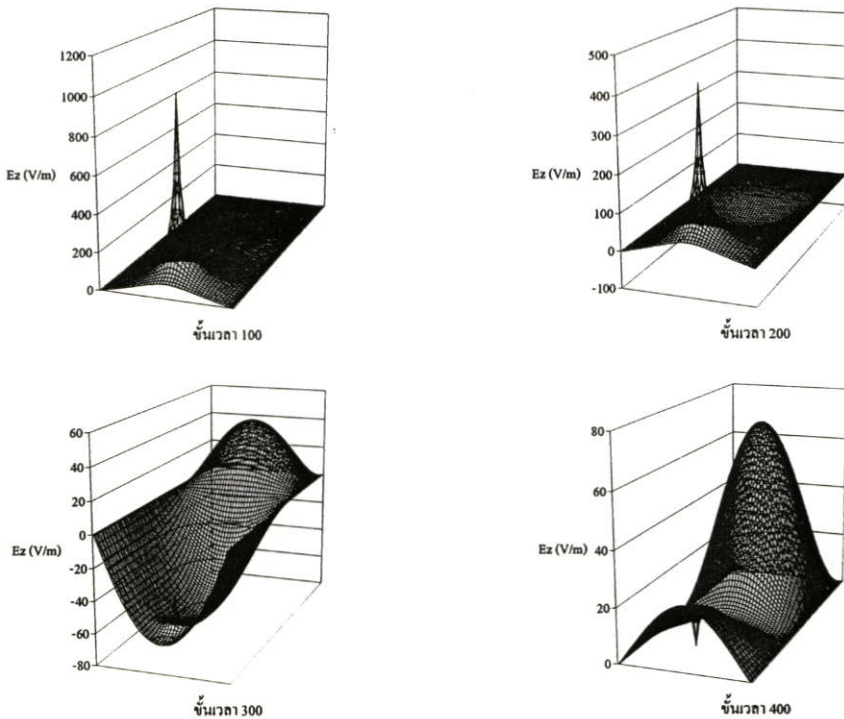
ขนาดต่าง ๆ ของท่อนำคลื่นที่ทำการวิเคราะห์แสดงในรูปที่ 6.4 ในการวิเคราะห์ใช้โดเมนการคำนวณทั้งหมด  $42 \times 116 \times 116$  เซลล์ ใช้เวลาในการวิเคราะห์ประมาณ 6 ชั่วโมง

การแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  ตรงกึ่งกลางความสูงหน้าตัดของท่อนำคลื่นทางด้านพอร์ต 1 เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ต 1 ที่ช่วงเวลา 100, 200, 300 และ 400 แสดงในรูปที่ 6.5

การแผ่กระจายของสนาม  $E_y$  ที่ระนาบ  $xz$  ตรงกึ่งกลางความสูงหน้าตัดของท่อนำคลื่นทางด้านพอร์ต 2 เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ต 1 ที่ช่วงเวลา 200, 300, 400 และ 500 แสดงในรูปที่ 6.6

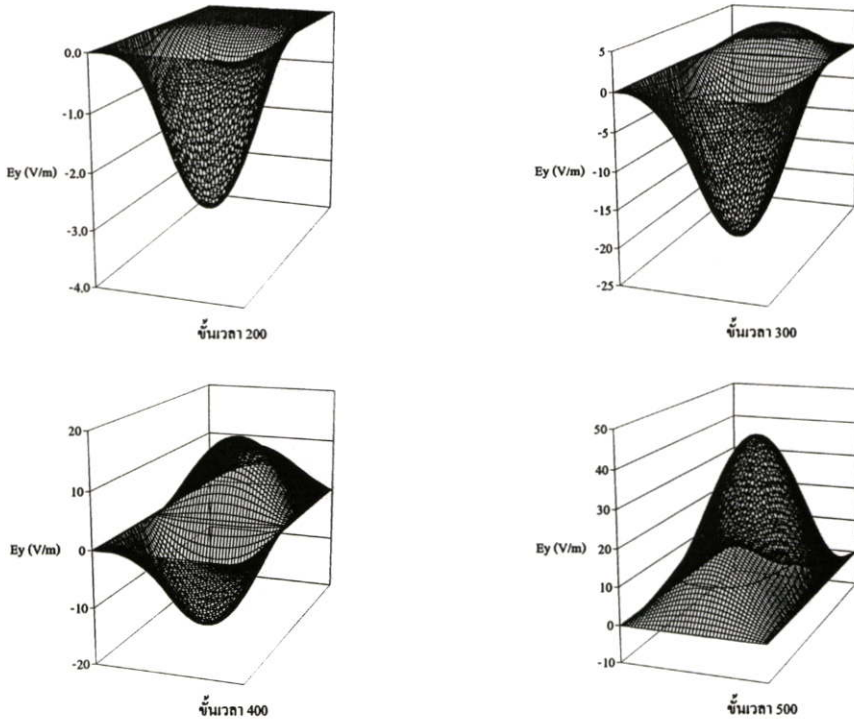


รูปที่ 6.4 ขนาดของท่อนำคลื่นแบบทำมุมตั้งฉากในระนาบสนามไฟฟ้าที่ทำการวิเคราะห์

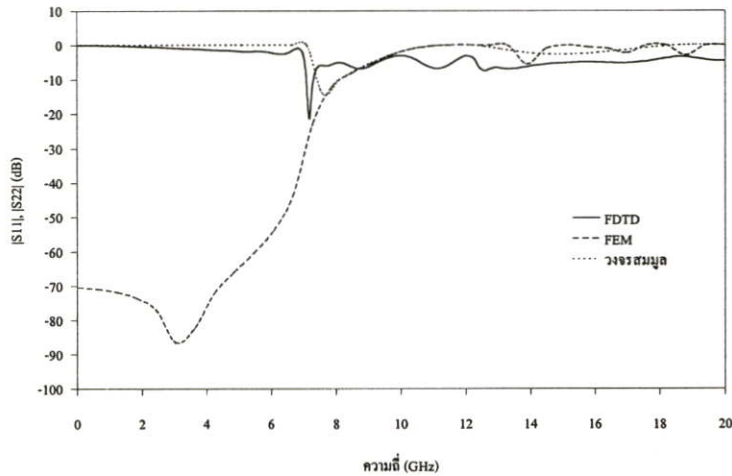


รูปที่ 6.5 การแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1

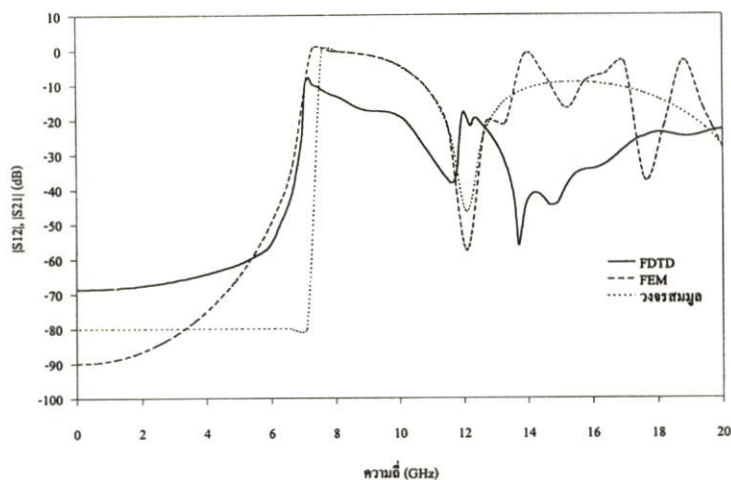
รูปที่ 6.7 แสดงพารามิเตอร์  $S_{11}$  และ  $S_{22}$  ส่วนพารามิเตอร์  $S_{12}$  และ  $S_{21}$  แสดงในรูปที่ 6.8 โดยทำการเปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก FEM และวงจรมุมที่ได้กล่าวถึงในบทที่ 3 ผลที่ได้จาก FEM จะใช้โปรแกรม HFSS (High Frequency Structure Simulator) ของ HP (Hewlett Packard) ในการวิเคราะห์ โดยกำหนดแบบแผนคลื่นในการวิเคราะห์จำนวนหนึ่งแบบแผนคลื่น



รูปที่ 6.6 การแผ่กระจายของสนาม  $E_y$  ที่ระนาบ  $xz$  เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1



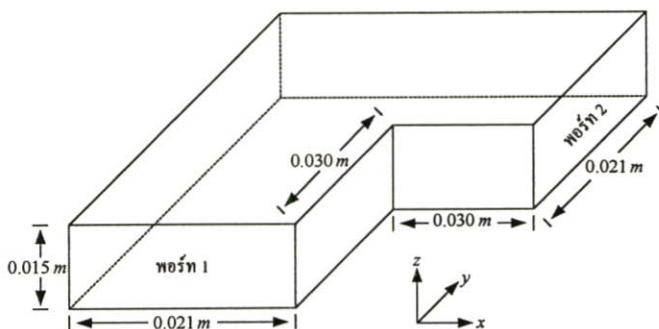
รูปที่ 6.7 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{11}$  และ  $S_{22}$  ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก FEM และวงจรมุม



รูปที่ 6.8 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{12}$  และ  $S_{21}$  ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก FEM และวงจรสมมูล

#### 6.4 การวิเคราะห์ที่นำคลื่นแบบทำมุมตั้งฉากในระนาบสนามแม่เหล็ก

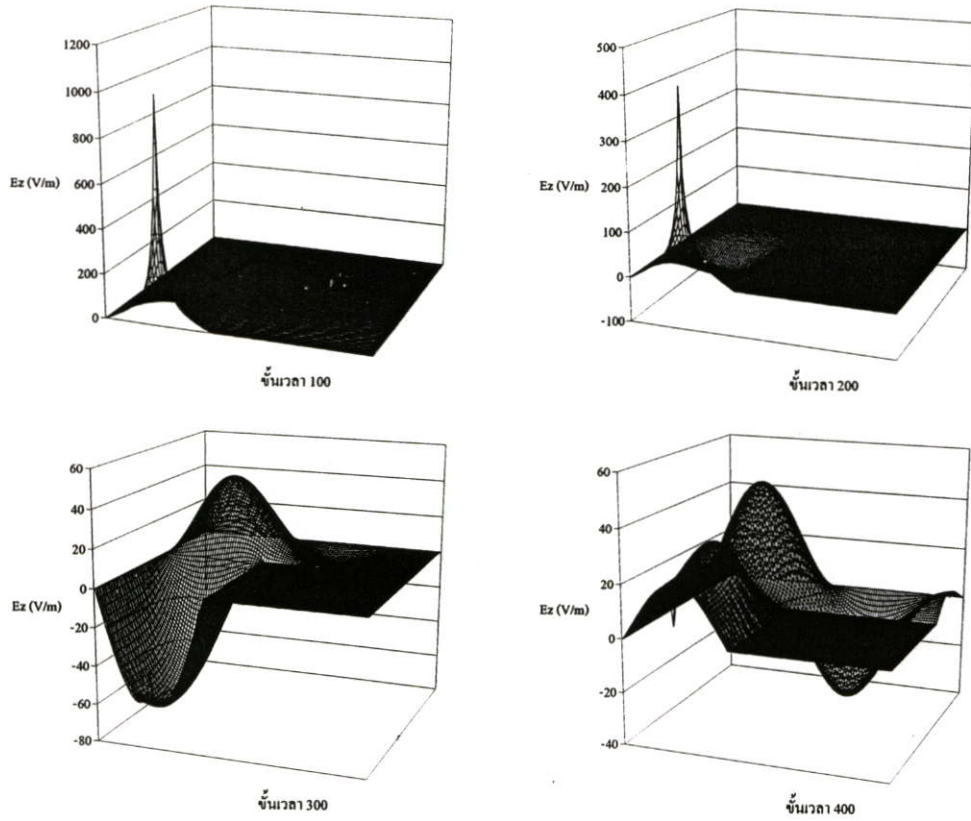
ขนาดต่าง ๆ ของท่อนำคลื่นที่ทำการวิเคราะห์ที่แสดงในรูปที่ 6.9 ในการวิเคราะห์ใช้โดเมนการคำนวณทั้งหมด  $128 \times 128 \times 31$  เซลล์ ใช้เวลาในการวิเคราะห์ประมาณ 6 ชั่วโมง



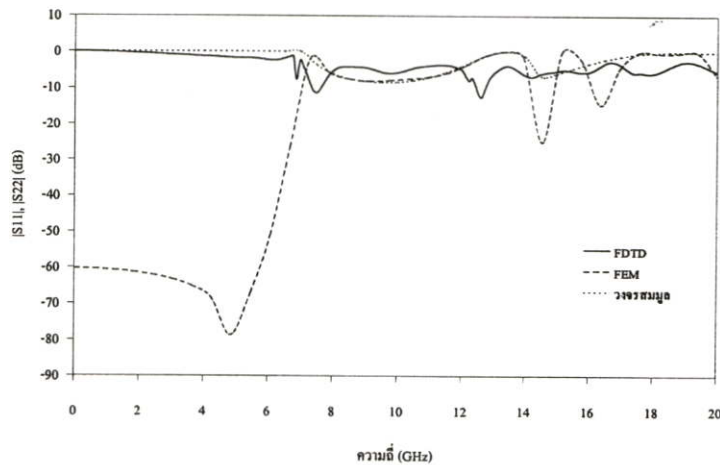
รูปที่ 6.9 ขนาดของท่อนำคลื่นแบบทำมุมตั้งฉากในระนาบสนามแม่เหล็กที่ทำการวิเคราะห์

การแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  ตรงกึ่งกลางความสูงหน้าตัดของท่อนำคลื่นทางด้านพอร์ท 1 และพอร์ท 2 เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1 ที่ขึ้นเวลา 100, 200, 300 และ 400 แสดงในรูปที่ 6.10

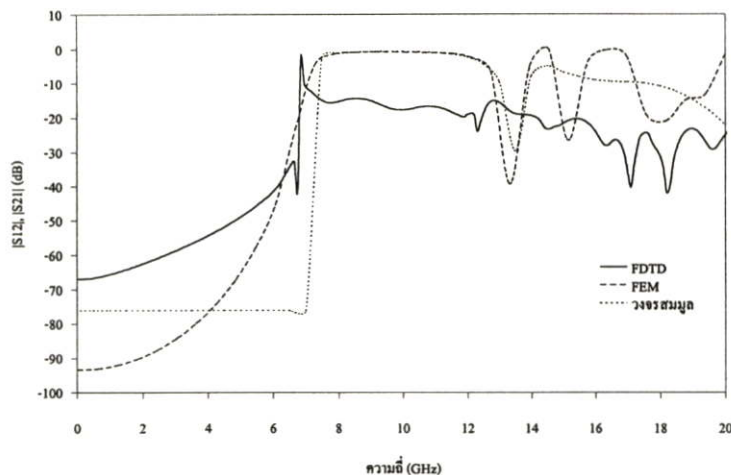
รูปที่ 6.11 แสดงพารามิเตอร์  $S_{11}$  และ  $S_{22}$  ส่วนพารามิเตอร์  $S_{12}$  และ  $S_{21}$  แสดงในรูปที่ 6.12 โดยทำการเปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก FEM และวงจรสมมูลที่ได้กล่าวถึงในบทที่ 3 ผลที่ได้จาก FEM จะใช้โปรแกรม HFSS ของ HP ในการวิเคราะห์ โดยกำหนดแบบแผนคลื่นในการวิเคราะห์จำนวนหนึ่งแบบแผนคลื่น



รูปที่ 6.10 การแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1



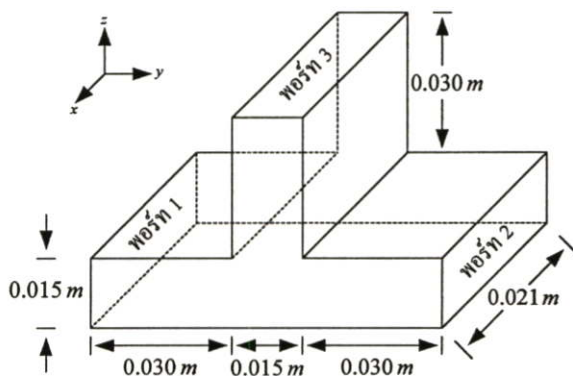
รูปที่ 6.11 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{11}$  และ  $S_{22}$  ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก FEM และวงจรมุม



รูปที่ 6.12 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{12}$  และ  $S_{21}$  ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก FEM และวงจรสมมูล

### 6.5 การวิเคราะห์ท่อนำคลื่นแบบข้อต่อ T ในระนาบสนามไฟฟ้า

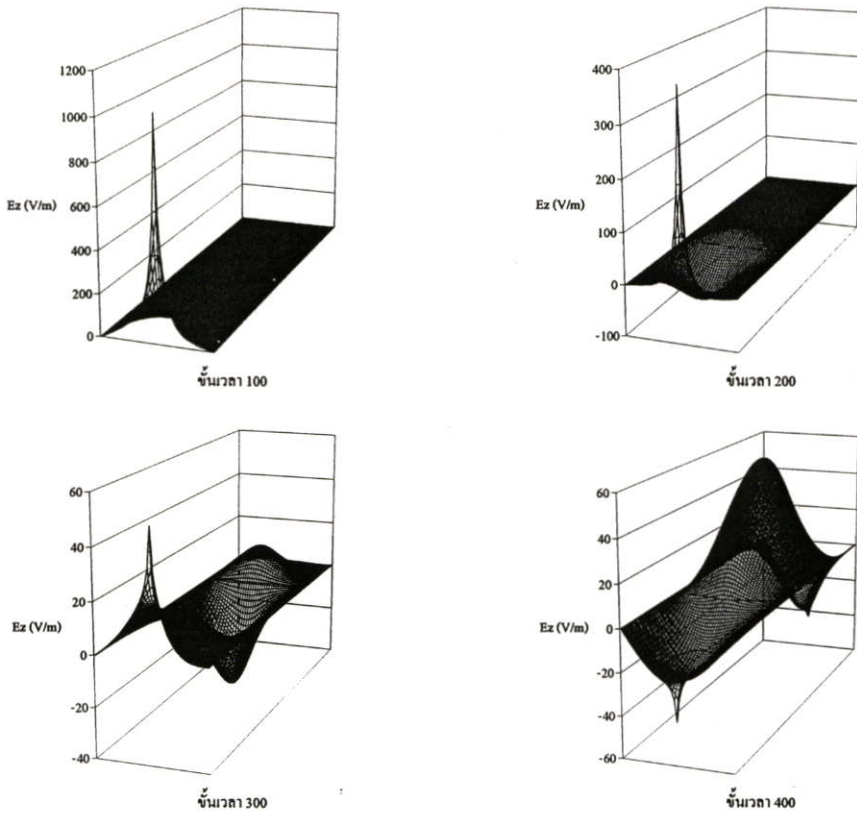
ขนาดต่าง ๆ ของท่อนำคลื่นที่ทำการวิเคราะห์แสดงในรูปที่ 6.13 ในการวิเคราะห์ใช้โดเมนการคำนวณทั้งหมด  $42 \times 202 \times 116$  เซลล์ ใช้เวลาในการวิเคราะห์ประมาณ 10 ชั่วโมง



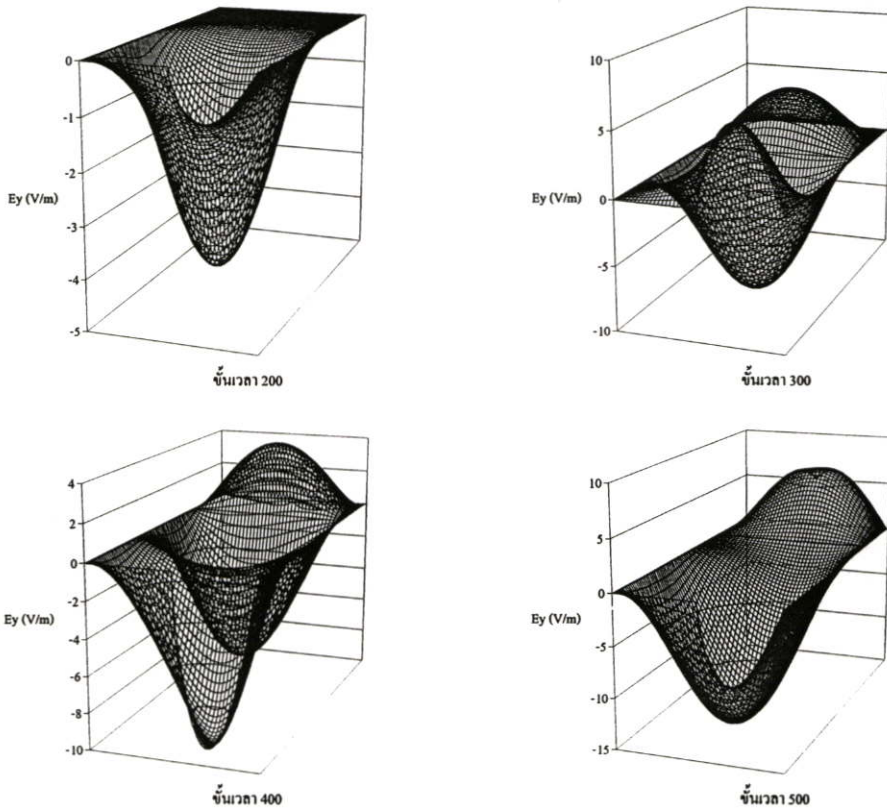
รูปที่ 6.13 ขนาดของท่อนำคลื่นแบบข้อต่อ T ในระนาบสนามไฟฟ้าที่ทำการวิเคราะห์

การแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  ตรงกึ่งกลางความสูงหน้าตัดของท่อนำคลื่นทางด้านพอร์ท 1 และพอร์ท 2 เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1 ที่ขึ้นเวลา 100, 200, 300 และ 400 แสดงในรูปที่ 6.14

รูปที่ 6.15 แสดงการแผ่กระจายของสนาม  $E_y$  ที่ระนาบ  $xz$  ตรงกึ่งกลางความสูงหน้าตัดของท่อนำคลื่นทางด้านพอร์ท 3 เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1 ที่ขึ้นเวลา 200, 300, 400 และ 500

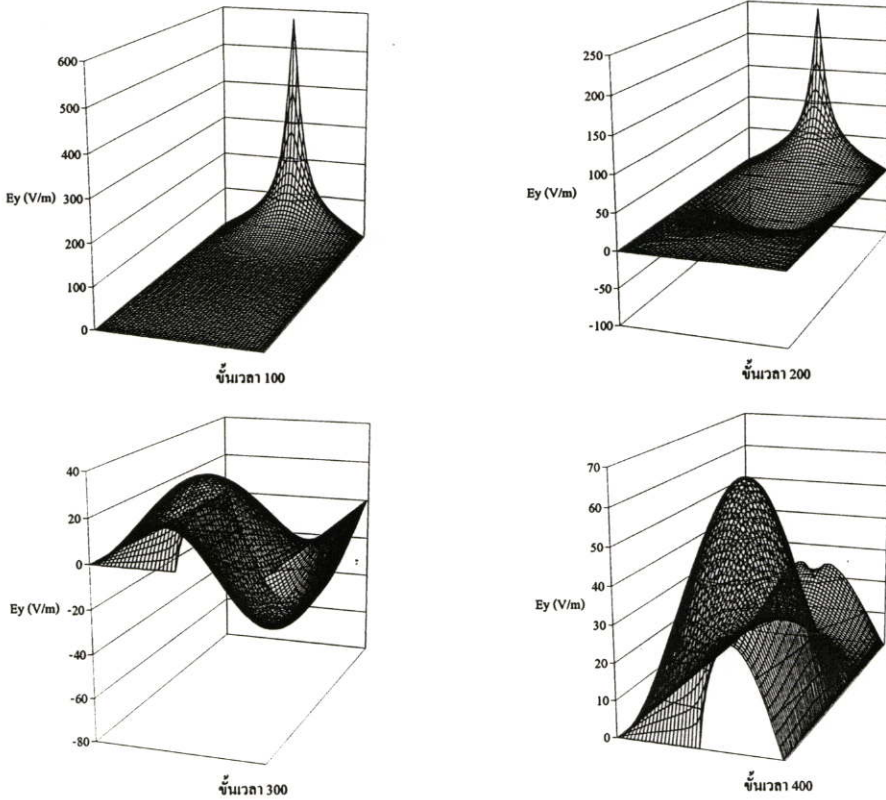


รูปที่ 6.14 การแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1



รูปที่ 6.15 การแผ่กระจายของสนาม  $E_y$  ที่ระนาบ  $xz$  เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1

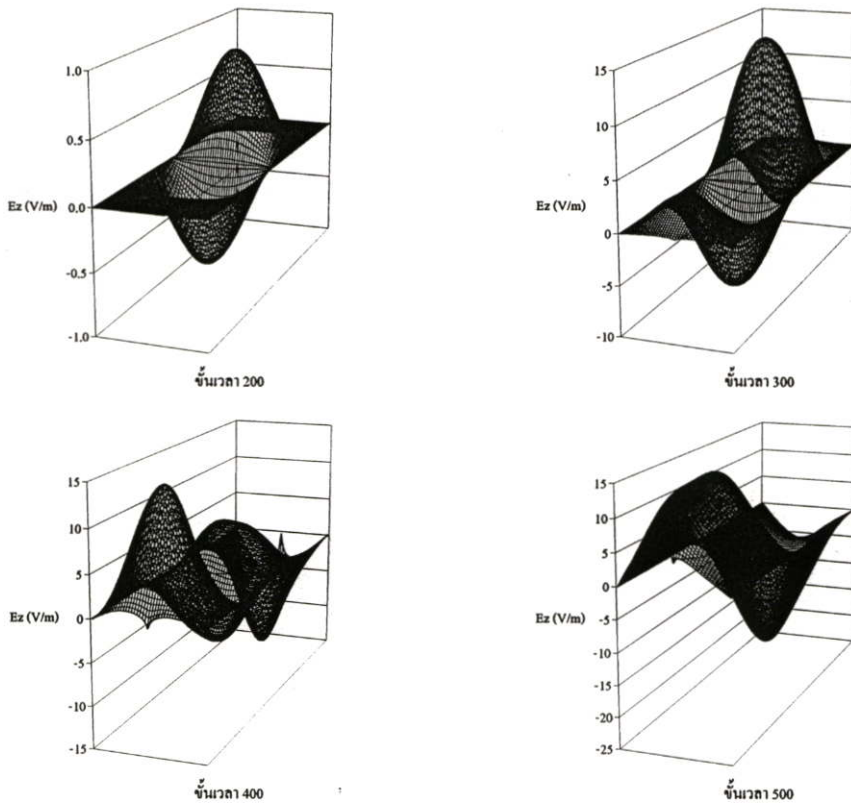
การแผ่กระจายของสนาม  $E_y$  ที่ระนาบ  $xz$  ตรงกึ่งกลางความสูงหน้าตัดของท่อนำคลื่นทางด้านพอร์ต 3 เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ต 3 ที่ขึ้นเวลา 100, 200, 300 และ 400 แสดงในรูปที่ 6.16



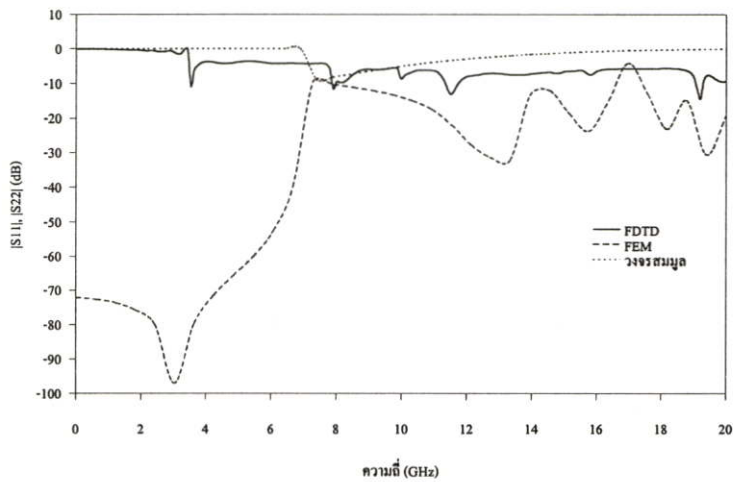
รูปที่ 6.16 การแผ่กระจายของสนาม  $E_y$  ที่ระนาบ  $xz$  เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ต 3

รูปที่ 6.17 แสดงการแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  ตรงกึ่งกลางความสูงหน้าตัดของท่อนำคลื่นทางด้านพอร์ต 1 และพอร์ต 2 เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ต 3 ที่ขึ้นเวลา 200, 300, 400 และ 500

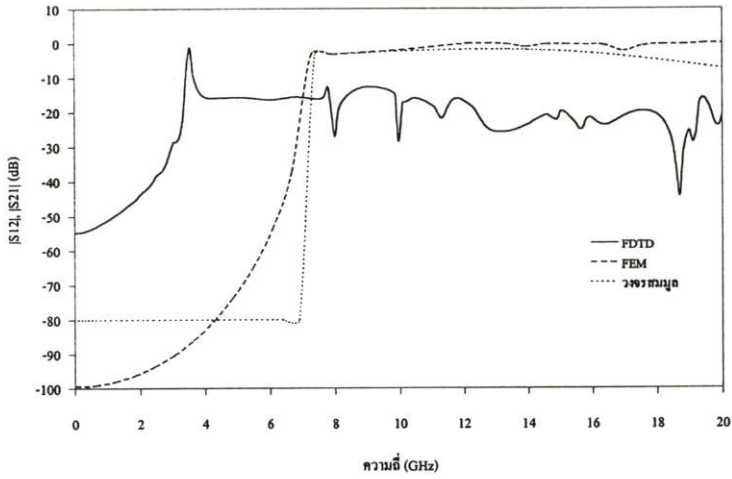
พารามิเตอร์  $S_{11}$  และ  $S_{22}$  แสดงในรูปที่ 6.18 รูปที่ 6.19 แสดงพารามิเตอร์  $S_{12}$  และ  $S_{21}$  พารามิเตอร์  $S_{13}$ ,  $S_{23}$ ,  $S_{31}$  และ  $S_{32}$  แสดงในรูปที่ 6.20 ส่วนพารามิเตอร์  $S_{33}$  แสดงในรูปที่ 6.21 โดยทำการเปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก FEM และวงจรมุมที่ได้กล่าวถึงในบทที่ 3 ผลที่ได้จาก FEM จะใช้โปรแกรม HFSS ของ HP ในการวิเคราะห์ โดยกำหนดแบบแผนคลื่นในการวิเคราะห์จำนวนหนึ่งแบบแผนคลื่น



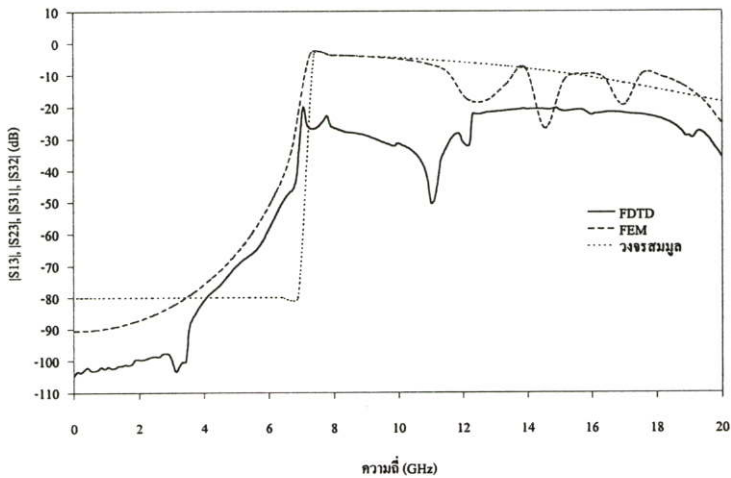
รูปที่ 6.17 การแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 3



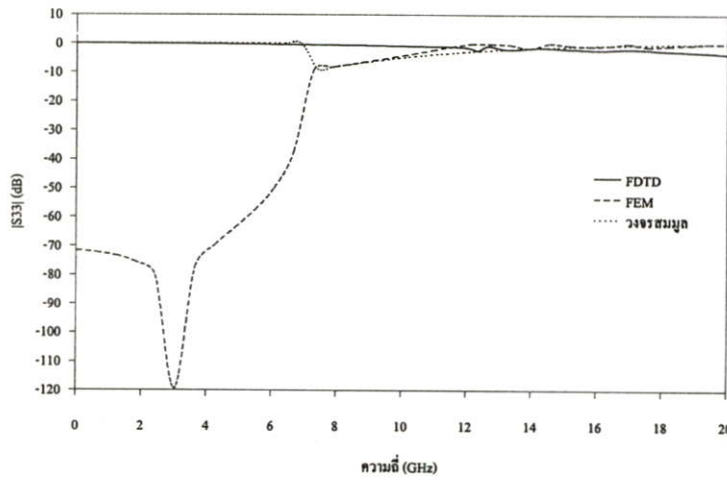
รูปที่ 6.18 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{11}$  และ  $S_{22}$  ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก FEM และวงจรมุมล



รูปที่ 6.19 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{12}$  และ  $S_{21}$  ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก FEM และวงจรสมมูล



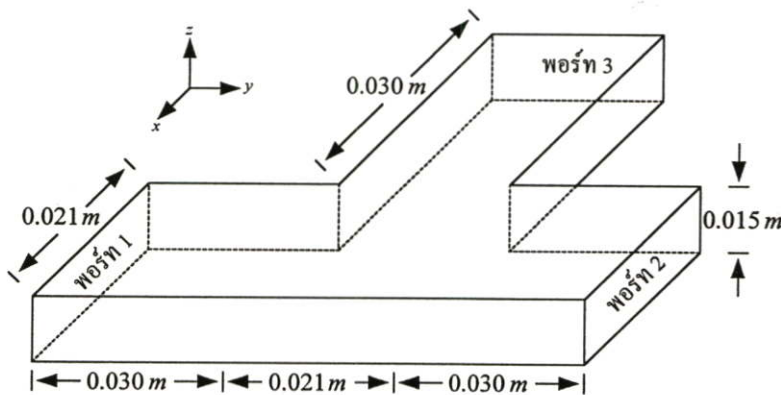
รูปที่ 6.20 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{13}$ ,  $S_{23}$ ,  $S_{31}$  และ  $S_{32}$  ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก FEM และวงจรสมมูล



รูปที่ 6.21 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{33}$  ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก FEM และวงจรสมมูล

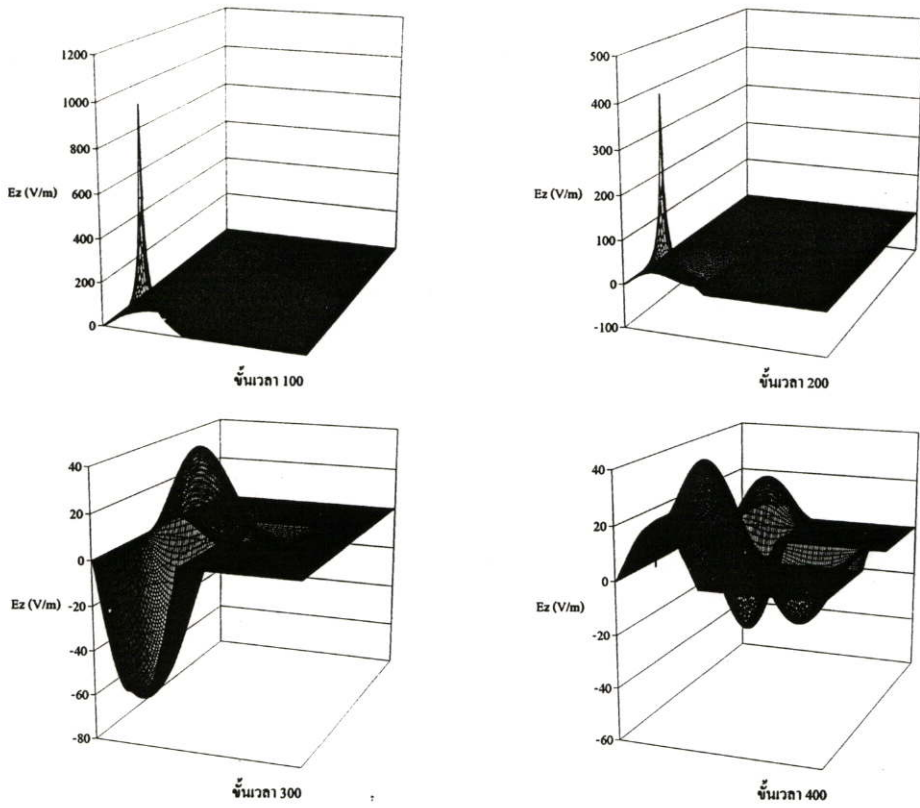
### 6.6 การวิเคราะห์ท่อนำคลื่นแบบข้อต่อ T ในระนาบสนามแม่เหล็ก

ขนาดต่าง ๆ ของท่อนำคลื่นที่ทำการวิเคราะห์แสดงในรูปที่ 6.22 ในการวิเคราะห์ใช้โดเมนการคำนวณทั้งหมด  $128 \times 214 \times 31$  เซลล์ ใช้เวลาในการวิเคราะห์ประมาณ 10 ชั่วโมง

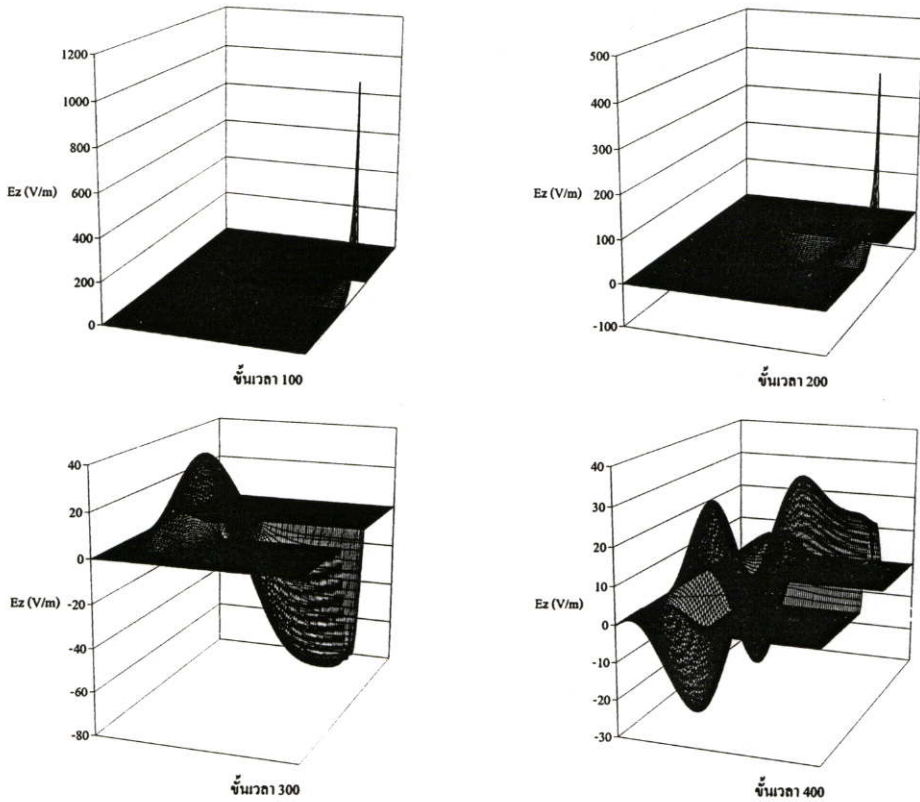


รูปที่ 6.22 ขนาดของท่อนำคลื่นแบบข้อต่อ T ในระนาบสนามแม่เหล็กที่ทำการวิเคราะห์

การแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  ตรงกึ่งกลางความสูงหน้าตัดของท่อนำคลื่นทางด้านพอร์ต 1 พอร์ต 2 และพอร์ต 3 เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ต 1 ที่ช่วงเวลา 100, 200, 300 และ 400 แสดงในรูปที่ 6.23

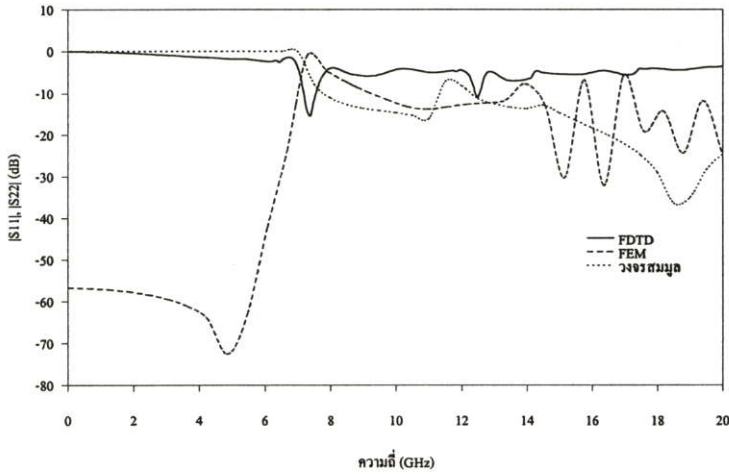


รูปที่ 6.23 การแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1

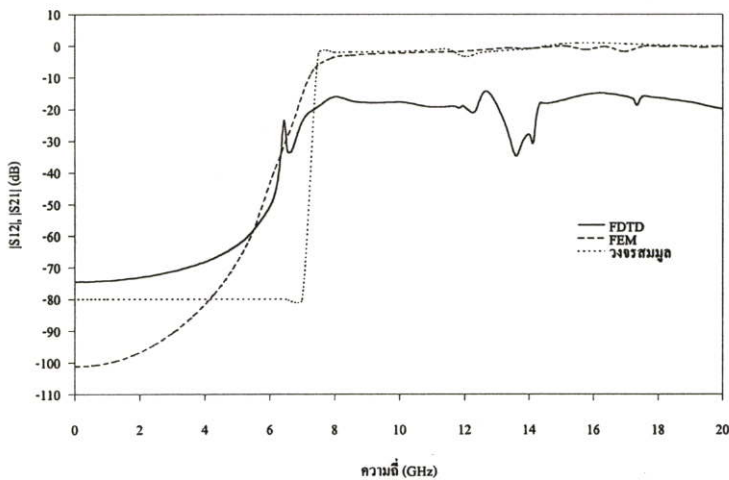


รูปที่ 6.24 การแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 3

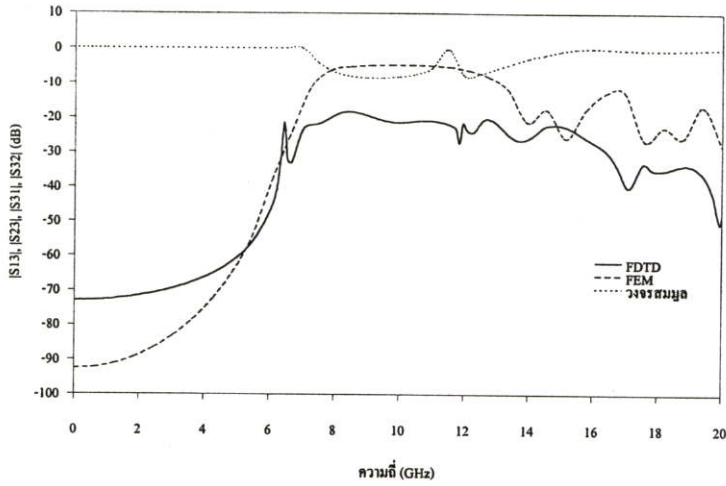
รูปที่ 6.24 แสดงการแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  ตรงกึ่งกลางความสูงหน้าตัดของท่อนำคลื่นทางด้านพอร์ท 1 พอร์ท 2 และพอร์ท 3 เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 3 ที่ขึ้นเวลา 100, 200, 300 และ 400



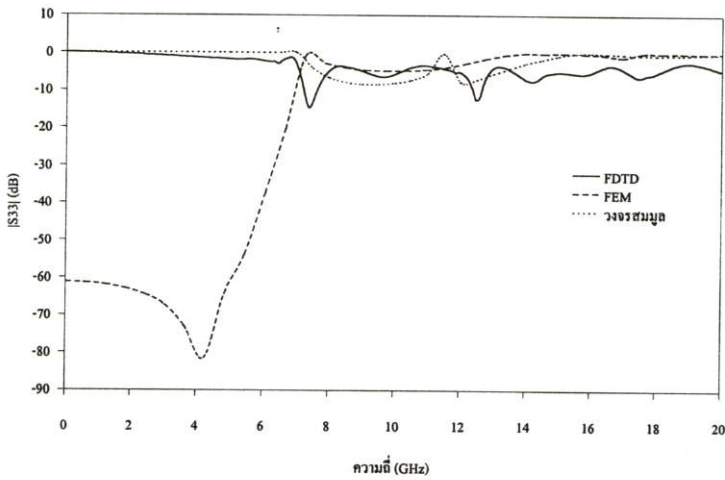
รูปที่ 6.25 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{11}$  และ  $S_{22}$  ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก FEM และวงจรสมมูล



รูปที่ 6.26 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{12}$  และ  $S_{21}$  ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก FEM และวงจรสมมูล



รูปที่ 6.27 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{13}$ ,  $S_{23}$ ,  $S_{31}$  และ  $S_{32}$  ที่ได้จากกราวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก FEM และวงจรสมมูล



รูปที่ 6.28 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{33}$  ที่ได้จากกราวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก FEM และวงจรสมมูล

พารามิเตอร์  $S_{11}$  และ  $S_{22}$  แสดงในรูปที่ 6.25 รูปที่ 6.26 แสดงพารามิเตอร์  $S_{12}$  และ  $S_{21}$  พารามิเตอร์  $S_{13}$ ,  $S_{23}$ ,  $S_{31}$  และ  $S_{32}$  แสดงในรูปที่ 6.27 ส่วนพารามิเตอร์  $S_{33}$  แสดงในรูปที่ 6.28 โดยทำการเปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก FEM และวงจรสมมูลที่ได้กล่าวถึงในบทที่ 3 ผลที่ได้จาก FEM จะใช้โปรแกรม HFSS ของ HP ในการวิเคราะห์ โดยกำหนดแบบแผนคลื่นในการวิเคราะห์จำนวนหนึ่งแบบแผนคลื่น

## บทที่ 7

# การวิเคราะห์สายไมโครสตริปแบบไม่ต่อเนื่อง

### 7.1 บทนำ

สายไมโครสตริปเป็นโครงสร้างที่มีความสำคัญสำหรับวงจรไมโครเวฟ สามารถทำให้เกิดแบบแผนคลื่นได้หลายแบบเหมือนกับท่อนำคลื่น การวิเคราะห์โดยใช้วงจรสมมูลที่กล่าวถึงไว้ในบทที่ 4 เป็นการกำหนดวงจรสมมูลที่เหมาะสมขึ้นมา แล้วหาค่าของแต่ละองค์ประกอบในวงจรสมมูลนั้น ซึ่งสมการของค่าแต่ละองค์ประกอบเป็นสมการที่ได้จากการกำหนดแบบแผนคลื่นให้เหมาะสม หรือได้จากการทดลองแล้วจึงกำหนดคณิพจน์ขึ้นมาให้ตรงกับผลการทดลองนั้น ทำให้ได้สมการที่ยาวและประกอบไปด้วยตัวแปรย่อยหลายตัวแปร ในการวิเคราะห์จะเกิดการผิดพลาดได้ง่าย และถ้าสายไมโครสตริปเป็นโครงสร้างอื่นที่ยังไม่เคยมีการคิดหาวงจรสมมูลขึ้นมา จะทำให้วิเคราะห์ได้ยาก ดังนั้น จึงได้นำเอาวิธีเชิงตัวเลขมาวิเคราะห์สายไมโครสตริป วิธีเชิงตัวเลขที่นิยมนำมาใช้วิเคราะห์ได้แก่ FEM และ MM

วิธี FDTD เป็นวิธีเชิงตัวเลขอีกวิธีหนึ่งที่นิยมมาใช้วิเคราะห์สายไมโครสตริป เช่น นำมาวิเคราะห์คุณลักษณะการเชื่อมต่อระหว่างสายไมโครสตริปกับสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป [22-23] เนื่องจากมีขั้นตอนวิเคราะห์ที่ง่าย ไม่ต้องมีความรู้เกี่ยวกับแบบแผนคลื่นในสายไมโครสตริปมาก สามารถทำการวิเคราะห์ได้ในช่วงความถี่ตั้งแต่ DC จนถึงความถี่ที่ต้องการ และผลที่ได้ก็มีความเที่ยงตรงเป็นที่ยอมรับทั่วไป

ในบทนี้จะทำการวิเคราะห์สายไมโครสตริปแบบไม่ต่อเนื่องโดยใช้วิธี FDTD โดยจะทำการวิเคราะห์สายไมโครสตริปแบบปลายเปิด สายไมโครสตริปแบบทำมุมตั้งฉาก สายไมโครสตริปแบบช่องบาก สายไมโครสตริปแบบช่องค่อ สายไมโครสตริปแบบขั้นตามความกว้าง สายไมโครสตริปแบบข้อต่อ T และสายไมโครสตริปแบบข้อต่อตัดขวาง ได้แสดงการแผ่กระจายของส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าที่ทำการกระตุ้น และแสดงกราฟพารามิเตอร์  $S$  เปรียบเทียบกับการวิเคราะห์โดยใช้วงจรสมมูล FEM และ MM ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 0 ถึง 20 GHz

### 7.2 ขั้นตอนการวิเคราะห์

ขั้นตอนการวิเคราะห์สายไมโครสตริปแบบไม่ต่อเนื่องโดยใช้วิธี FDTD แสดงในรูปที่ 6.1 โดยขั้นแรกจะทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่เป็นค่าคงที่ต่าง ๆ ซึ่งประกอบไปด้วย

จำนวนขั้นเวลา 10000 ขั้นเวลา

ค่าของ  $\pi = 3.14159265358979$

$$\text{ค่าของ } \mu_0 = 1.256637061435917 \times 10^{-6} \text{ Hm}^{-1}$$

$$\text{ค่าของ } \varepsilon_0 = 8.854187818 \times 10^{-12} \text{ Fm}^{-1}$$

$$\text{ค่าของ } \varepsilon_r = 2.29$$

$$\text{ค่าของ } c = 1/\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0} \text{ ms}^{-1}$$

ค่าของ  $\Delta x$ ,  $\Delta y$  และ  $\Delta z$  ขึ้นอยู่กับโครงสร้างที่ทำการวิเคราะห์

$$\text{ค่าของ } \Delta t = \frac{1}{c\sqrt{(1/\Delta x)^2 + (1/\Delta y)^2 + (1/\Delta z)^2}} \text{ s}$$

$$\text{ค่าความต้านทานของแหล่งกำเนิดแรงดัน } R_s = 50 \text{ } \Omega$$

จำนวนชั้นของ PML 16 ชั้น

อันดับการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียใน PML  $N = 5$

$$\text{ตัวร่วมการสะท้อนที่มุมศูนย์กลาง } R(0) = 1 \times 10^{-7}$$

ขนาดของโดเมนการคำนวณขึ้นอยู่กับโครงสร้างที่ทำการวิเคราะห์

ค่าขนาดต่าง ๆ ของสายไมโครสตริปที่ทำการวิเคราะห์

ต่อมาทำการกำหนดเงื่อนไขขอบเขต บริเวณที่เป็นระนาบสร้างเงาและสายไมโครสตริปตัวนำจะกำหนดให้เป็นตัวนำสมบูรณ์ (มี  $\sigma$  เป็น  $\infty$ ) ซึ่งจะทำได้ค่าของ  $C_a$  และ  $C_b$  ในสมการ (2.11) ที่อยู่ในบริเวณเหล่านี้มีค่าเป็น  $-1$  และ  $0$  ตามลำดับ

หลังจากนั้นหาค่าพารามิเตอร์  $\sigma$  และ  $\sigma^*$  ในแต่ละชั้นของ PML โดยใช้สมการ (2.30) ถึง (2.32) กำหนดให้มี PML ที่ทุกด้านของโดเมนการคำนวณ ยกเว้นด้านที่อยู่ด้านใต้ของระนาบสร้างเงา แล้วจึงทำขั้นตอนของสมการผลต่างสืบเนื่องจำกัดโดยเริ่มที่ชั้นเวลาที่ศูนย์ หาค่าสนามแม่เหล็กในแต่ละตำแหน่งโดยใช้สมการ (2.26) และ (2.28) ต่อมาหาค่าสนามไฟฟ้าในแต่ละตำแหน่งโดยใช้สมการ (2.27) และ (2.29)

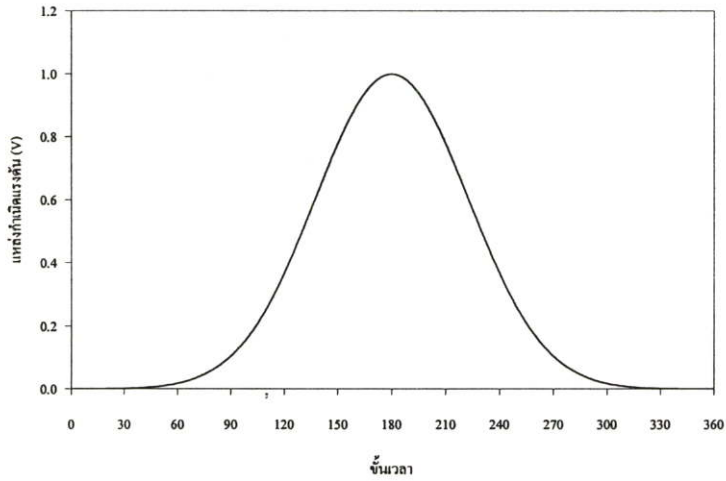
ทำการกระตุ้นสนามไฟฟ้าที่พอร์ตตรงตำแหน่งกึ่งกลางด้านใต้ของสายไมโครสตริปตัวนำ โดยจะมีรูปแบบการกระตุ้นตามที่ได้แสดงไว้ใน [11] ส่วนพอร์ตที่เหลือทำแบบจำลองของตัวต้านทาน โดยใช้สมการ (2.40) หลังจากนั้นหากระแสจากสมการ (2.38) และหาแรงดันจากสมการ (2.43)

เพิ่มขึ้นเวลาขึ้นไปอีก 1 ชั้นเวลา แล้วกลับไปทำตั้งแต่ขั้นตอนการคำนวณสนามแม่เหล็กอีกครั้งหนึ่ง ทำตามขั้นตอนเหล่านี้ต่อไปเรื่อย ๆ จนครบ 10000 ชั้นเวลา

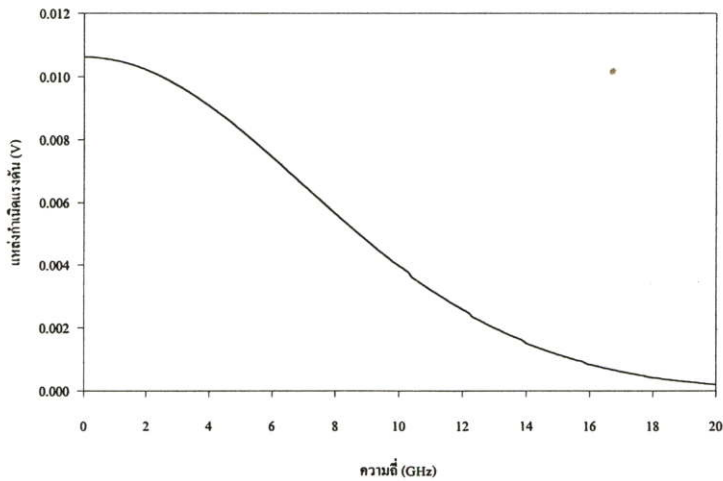
ในการวิเคราะห์โครงสร้างของสายไมโครสตริปแบบปลายเปิด สายไมโครสตริปแบบช่องบาก สายไมโครสตริปแบบช่องค่อ และสายไมโครสตริปแบบขั้นตามความกว้างจะกำหนดให้  $\Delta x = 0.0003 \text{ m}$ ,  $\Delta y = 0.0005 \text{ m}$  และ  $\Delta z = 0.0002 \text{ m}$  โดยจะใช้แหล่งกำเนิดแรงดันเป็น

$$V_s = \exp\left[\left(\frac{n-180}{60}\right)^2\right] \quad (7.1)$$

กราฟของแหล่งกำเนิดแรงดันในสมการ (7.1) แสดงในรูปที่ 7.1 ซึ่งเมื่อทำการแปลงฟูรีเยร์จะได้ ส่วนประกอบของช่วงความถี่ตั้งแต่สัญญาณ DC จนถึง 20 GHz ดังแสดงในรูปที่ 7.2



รูปที่ 7.1 กราฟแสดงแหล่งกำเนิดแรงดันในสมการ (7.1) ในโดเมนเวลา

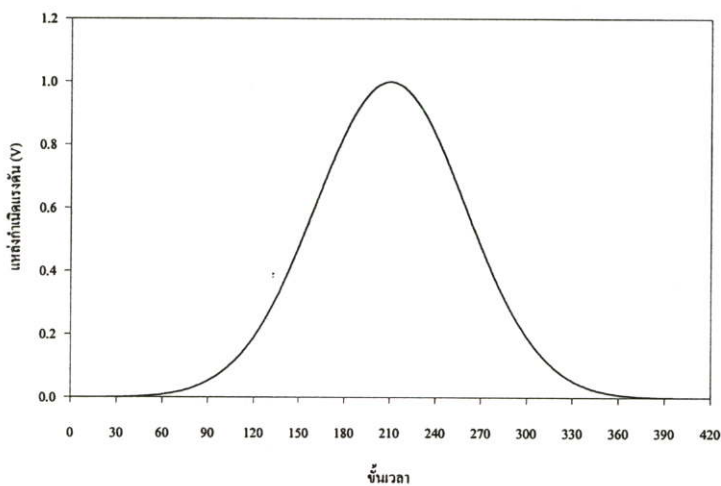


รูปที่ 7.2 กราฟแสดงแหล่งกำเนิดแรงดันในสมการ (7.1) ในโดเมนความถี่

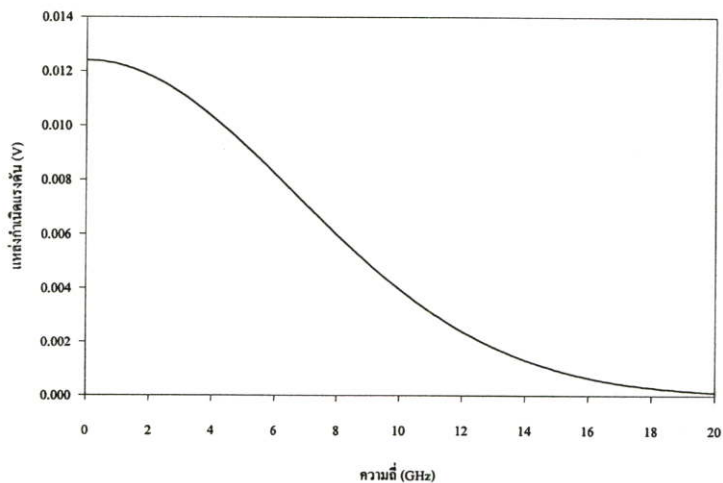
โครงสร้างของสายไมโครสตริปแบบทำมุมตั้งฉากจะกำหนดให้  $\Delta x = \Delta y = 0.0003 \text{ m}$  และ  $\Delta z = 0.0002 \text{ m}$  โดยจะใช้แหล่งกำเนิดแรงดันเป็น

$$V_s = \exp\left[\left(\frac{n-210}{70}\right)^2\right] \quad (7.2)$$

กราฟของแหล่งกำเนิดแรงดันในสมการ (7.2) แสดงในรูปที่ 7.3 ซึ่งเมื่อทำการแปลงฟูรีเยร์จะได้ส่วนประกอบของช่วงความถี่ตั้งแต่สัญญาณ DC จนถึง  $20 \text{ GHz}$  ดังแสดงในรูปที่ 7.4



รูปที่ 7.3 กราฟแสดงแหล่งกำเนิดแรงดันในสมการ (7.2) ในโดเมนเวลา

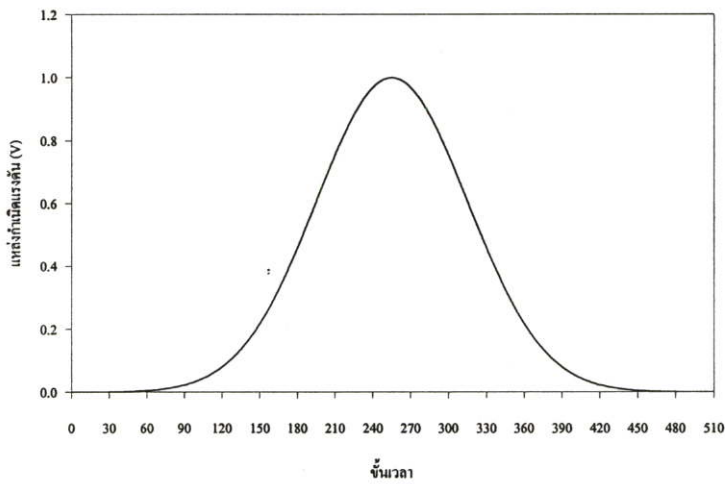


รูปที่ 7.4 กราฟแสดงแหล่งกำเนิดแรงดันในสมการ (7.2) ในโดเมนความถี่

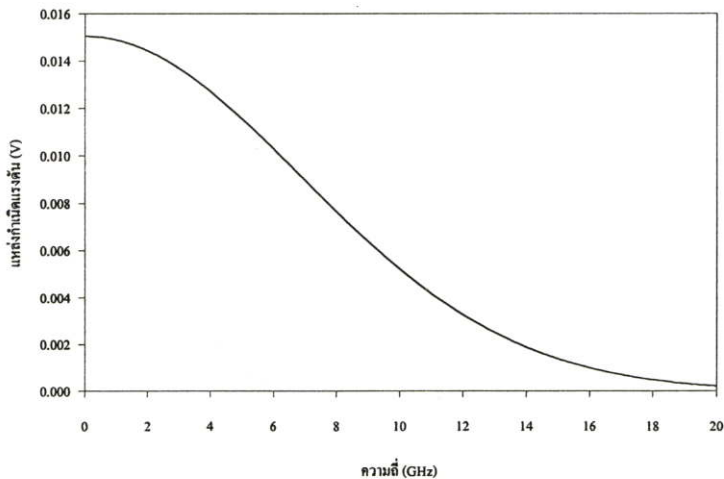
ส่วนโครงสร้างของสายไมโครสตริปแบบข้อต่อ T และสายไมโครสตริปแบบข้อต่อตัดขวางจะกำหนดให้  $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 0.0002 \text{ m}$  โดยจะใช้แหล่งกำเนิดแรงดันเป็น

$$V_s = \exp\left[\left(\frac{n-255}{85}\right)^2\right] \quad (7.3)$$

กราฟของแหล่งกำเนิดแรงดันในสมการ (7.3) แสดงในรูปที่ 7.5 ซึ่งเมื่อทำการแปลงฟูริเยร์จะได้ส่วนประกอบของช่วงความถี่ตั้งแต่สัญญาณ DC จนถึง  $20 \text{ GHz}$  ดังแสดงในรูปที่ 7.6



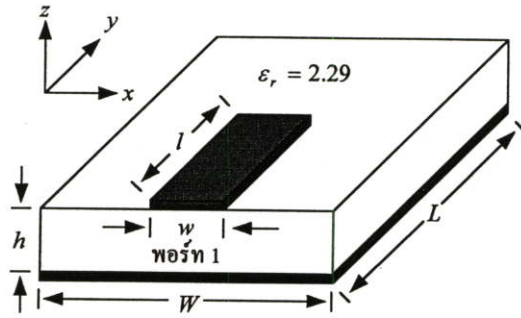
รูปที่ 7.5 กราฟแสดงแหล่งกำเนิดแรงดันในสมการ (7.3) ในโดเมนเวลา



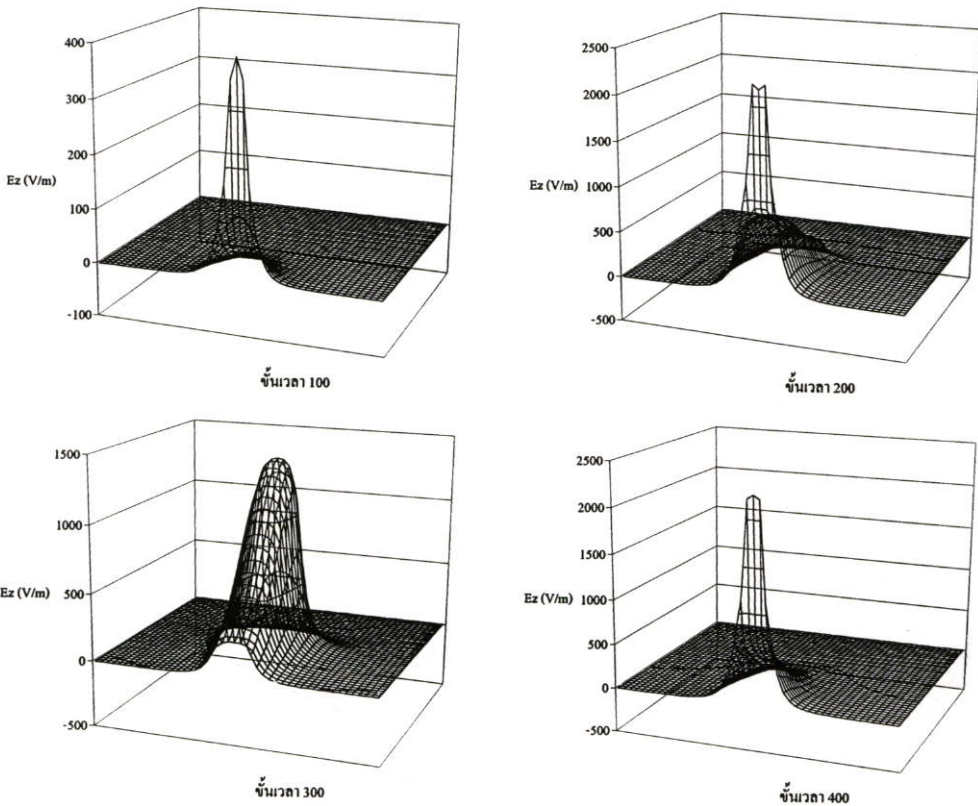
รูปที่ 7.6 กราฟแสดงแหล่งกำเนิดแรงดันในสมการ (7.3) ในโดเมนความถี่

### 7.3 การวิเคราะห์สายไมโครสตริปแบบปลายเปิด

ขนาดต่าง ๆ ของสายไมโครสตริปแบบปลายเปิดที่ทำการวิเคราะห์แสดงในรูปที่ 7.7 โดยที่ วัสดุฐานรองสูง  $h = 0.6 \text{ mm}$  กว้าง  $W = 13.8 \text{ mm}$  และยาว  $L = 12 \text{ mm}$  สายไมโครสตริป ตัวนำกว้าง  $w = 1.8 \text{ mm}$  และยาว  $l = 6 \text{ mm}$  มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก  $\epsilon_r = 2.29$  ในการวิเคราะห์ ใช้โดเมนการคำนวณทั้งหมด  $98 \times 92 \times 26$  เซลล์ ใช้เวลาในการวิเคราะห์ประมาณ 3 ชั่วโมง



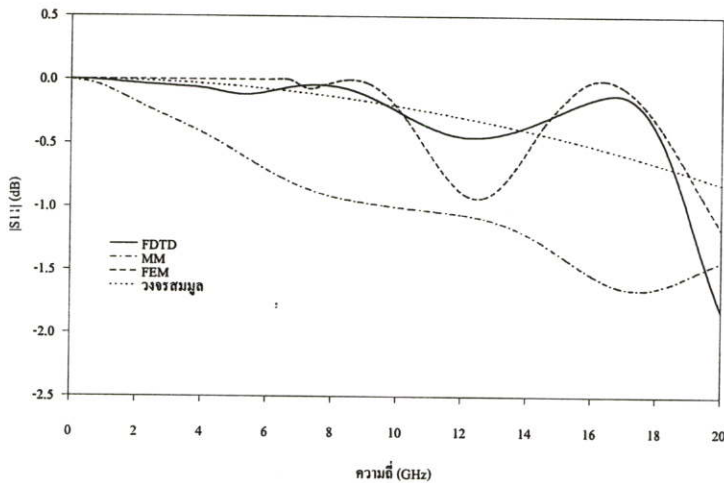
รูปที่ 7.7 ขนาดของสายไมโครสตริปแบบปลายเปิดที่ทำการวิเคราะห์



รูปที่ 7.8 การแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1

การแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  ในแนวตำแหน่งการกระตุ้น เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1 ที่ขึ้นเวลา 100, 200, 300 และ 400 แสดงในรูปที่ 7.8

รูปที่ 7.9 แสดงพารามิเตอร์  $S_{11}$  โดยทำการเปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรสมมูลที่ได้กล่าวถึงในบทที่ 4 ผลที่ได้จาก FEM จะใช้โปรแกรม HFSS ของ HP วิเคราะห์ โดยกำหนดแบบแผนคลื่นในการวิเคราะห์จำนวนหนึ่งแบบแผนคลื่น ส่วนผลที่ได้จาก MM จะใช้โปรแกรม Microwave Office ทำการวิเคราะห์

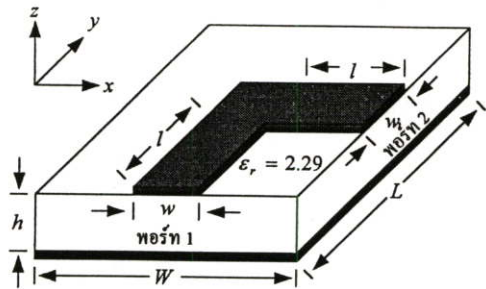


รูปที่ 7.9 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{11}$  ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรสมมูล

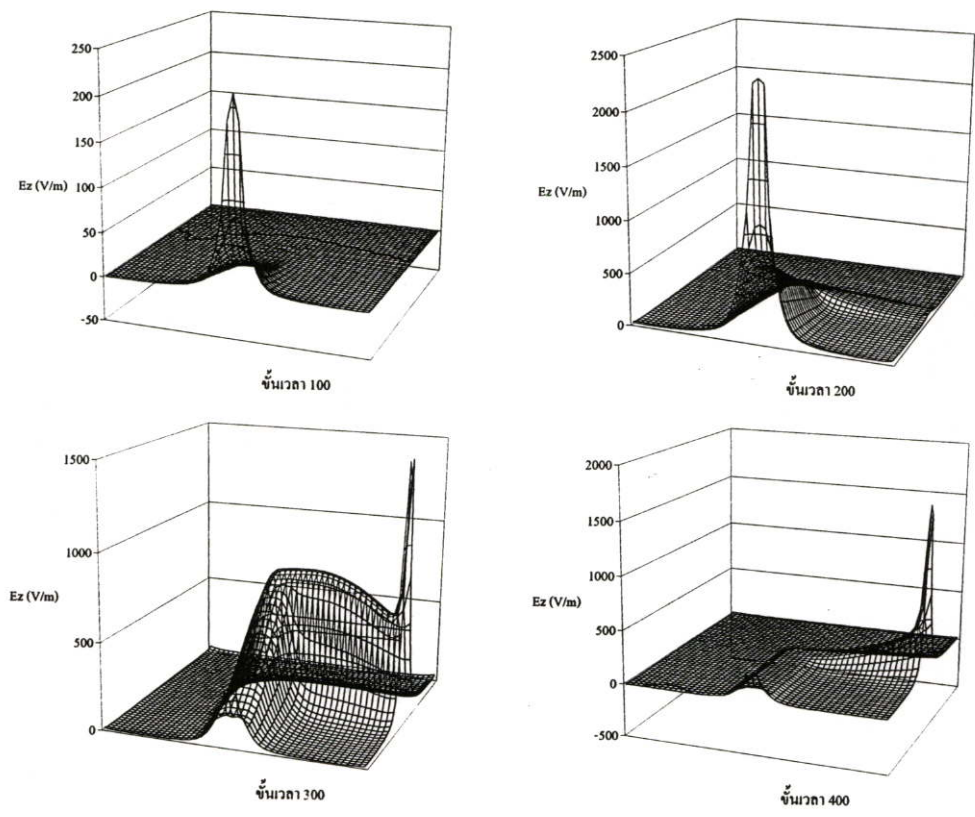
#### 7.4 การวิเคราะห์สายไมโครสตริปแบบทำมุมตั้งฉาก

ขนาดต่าง ๆ ของสายไมโครสตริปแบบทำมุมตั้งฉากที่ทำการวิเคราะห์แสดงในรูปที่ 7.10 โดยที่วัสดุฐานรองกว้าง  $W = 13.8 \text{ mm}$  ยาว  $L = 13.8 \text{ mm}$  และสูง  $h = 0.6 \text{ mm}$  สายไมโครสตริปตัวนำที่พอร์ท 1 และพอร์ท 2 กว้าง  $w = 1.8 \text{ mm}$  และยาว  $l = 6 \text{ mm}$  มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก  $\epsilon_r = 2.29$  ในการวิเคราะห์ใช้โดเมนการคำนวณทั้งหมด  $98 \times 98 \times 26$  เซลล์ ใช้เวลาในการวิเคราะห์ประมาณ 3 ชั่วโมง

การแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  ในแนวตำแหน่งการกระตุ้น เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1 ที่ขึ้นเวลา 100, 200, 300 และ 400 แสดงในรูปที่ 7.11

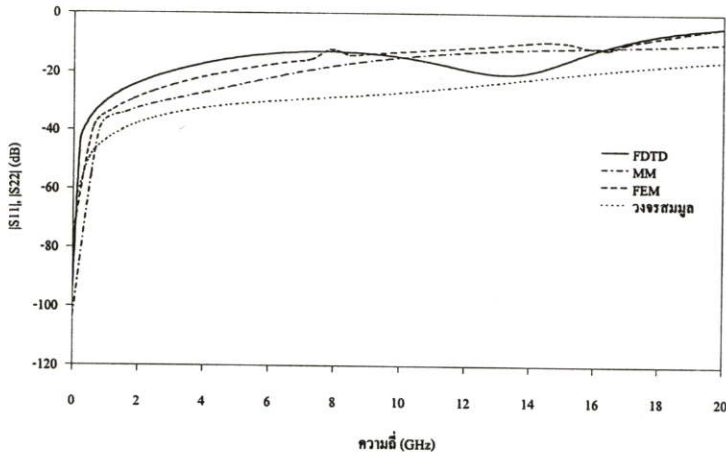


รูปที่ 7.10 ขนาดของสายไมโครสตริปแบบทำมุมตั้งฉากที่ทำการวิเคราะห์

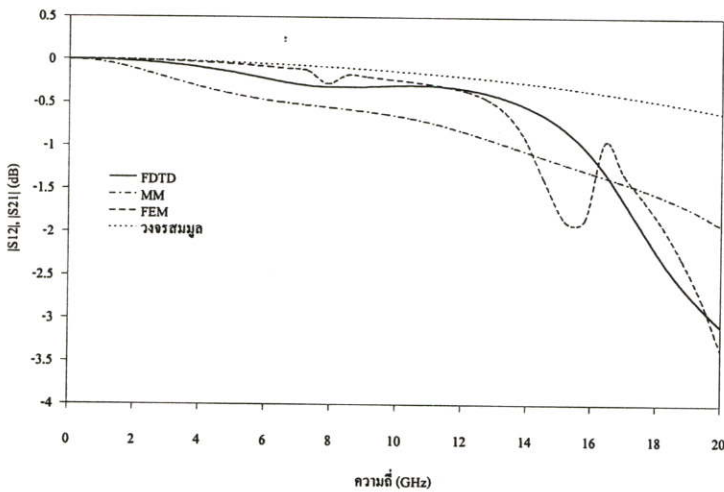


รูปที่ 7.11 การแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ต 1

รูปที่ 7.12 แสดงพารามิเตอร์  $S_{11}$  และ  $S_{22}$  ส่วนพารามิเตอร์  $S_{12}$  และ  $S_{21}$  แสดงในรูปที่ 7.13 โดยทำการเปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรมุมวลที่ได้กล่าวถึงในบทที่ 4 ผลที่ได้จาก FEM จะใช้โปรแกรม HFSS ของ HP ทำการวิเคราะห์ โดยกำหนดแบบแผนคลื่นในการวิเคราะห์จำนวนหนึ่งแบบแผนคลื่น ส่วนผลที่ได้จาก MM จะใช้โปรแกรม Microwave Office ทำการวิเคราะห์



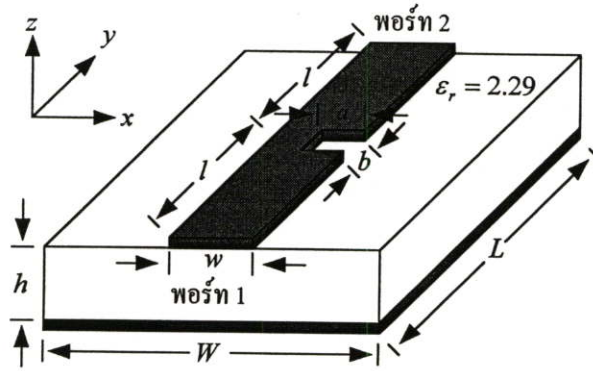
รูปที่ 7.12 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{11}$  และ  $S_{22}$  ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรสมมูล



รูปที่ 7.13 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{12}$  และ  $S_{21}$  ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรสมมูล

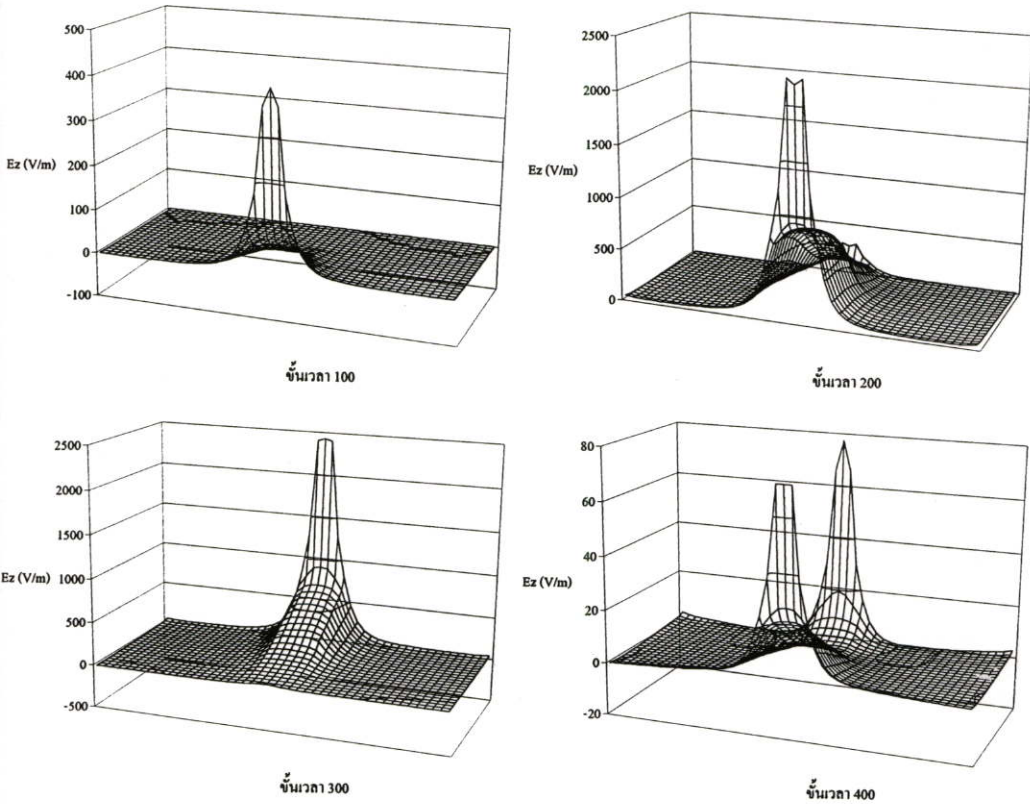
## 7.5 การวิเคราะห์สายไมโครสตริปแบบช่องบาก

ขนาดต่าง ๆ ของสายไมโครสตริปแบบช่องบากที่ทำกรวิเคราะห์แสดงในรูปที่ 7.14 โดยที่ วัสดุฐานรองกว้าง  $W = 13.8 \text{ mm}$  ยาว  $L = 10.5 \text{ mm}$  และสูง  $h = 0.6 \text{ mm}$  สายไมโครสตริป ตัวหน้าที่พอร์ท 1 และพอร์ท 2 กว้าง  $w = 1.8 \text{ mm}$  และยาว  $l = 10 \text{ mm}$  ช่องบากกว้าง  $a = 0.9 \text{ mm}$  และยาว  $b = 0.5 \text{ mm}$  มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก  $\epsilon_r = 2.29$  ในการวิเคราะห์ใช้โดเมน การคำนวณทั้งหมด  $98 \times 73 \times 26$  เซลล์ ใช้เวลาในการวิเคราะห์ประมาณ 2 ชั่วโมง



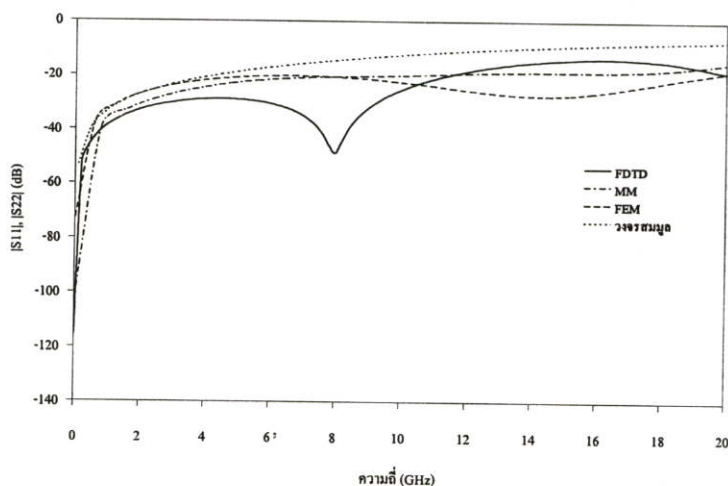
รูปที่ 7.14 ขนาดของสายไมโครสตริปแบบช่องบากที่ทำกรวิเคราะห์

การแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  ในแนวตำแหน่งการกระตุ้น เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ต 1 ที่ขึ้นเวลา 100, 200, 300 และ 400 แสดงในรูปที่ 7.15

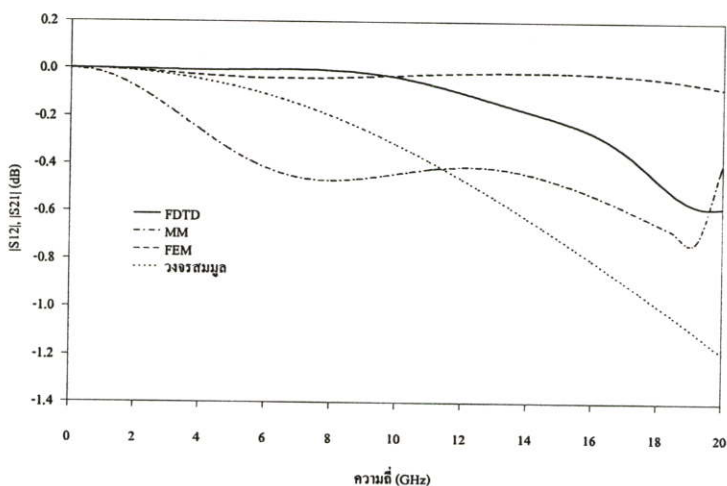


รูปที่ 7.15 การแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ต 1

รูปที่ 7.16 แสดงพารามิเตอร์  $S_{11}$  และ  $S_{22}$  ส่วนพารามิเตอร์  $S_{12}$  และ  $S_{21}$  แสดงในรูปที่ 7.17 โดยทำการเปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรมูลที่ได้อีกด้วยถึงในบทที่ 4 ผลที่ได้จาก FEM จะใช้โปรแกรม HFSS ของ HP ทำการวิเคราะห์ โดยกำหนดแบบแผนคลื่นในการวิเคราะห์จำนวนหนึ่งแบบแผนคลื่น ส่วนผลที่ได้จาก MM จะใช้โปรแกรม Microwave Office ทำการวิเคราะห์



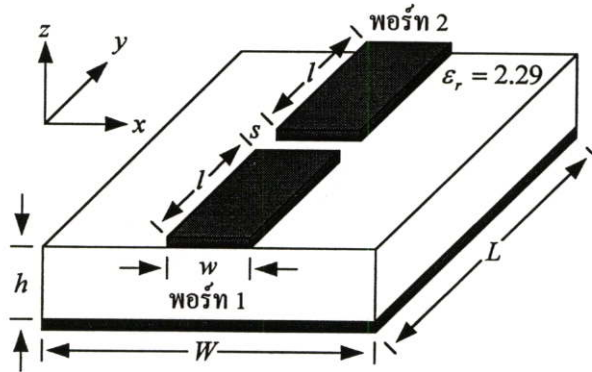
รูปที่ 7.16 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{11}$  และ  $S_{22}$  ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรมูล



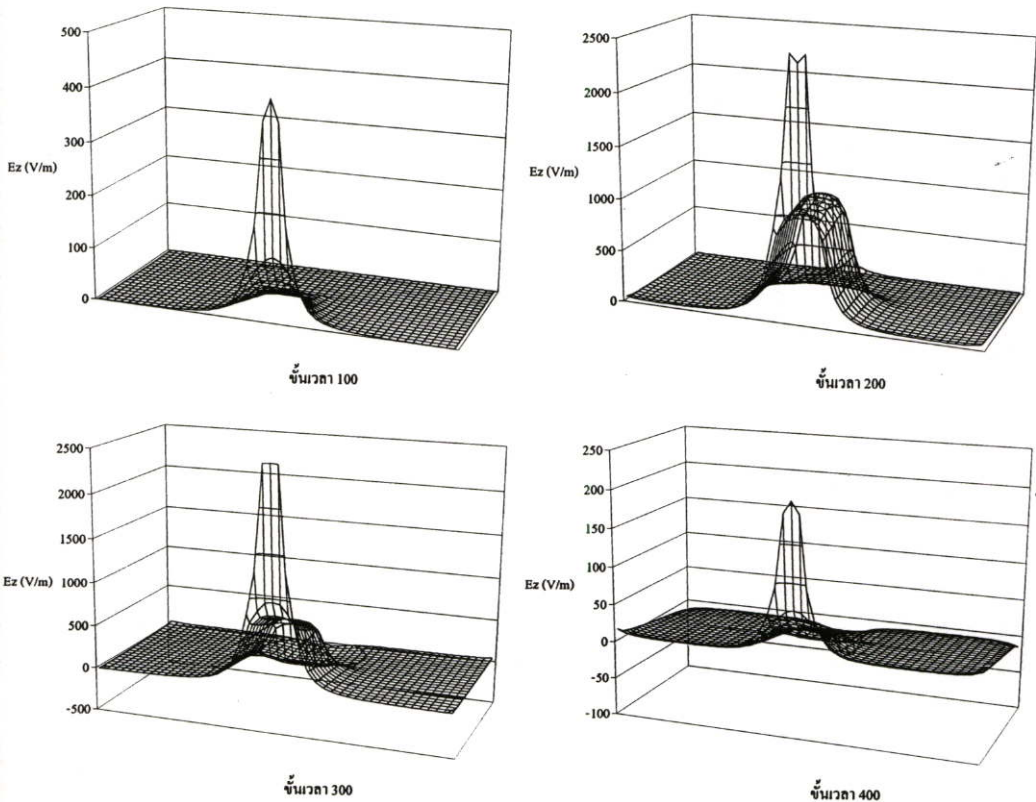
รูปที่ 7.17 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{12}$  และ  $S_{21}$  ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรมูล

## 7.6 การวิเคราะห์สายไมโครสตริปแบบช่องต่อ

ขนาดต่าง ๆ ของสายไมโครสตริปแบบช่องต่อที่ทำการวิเคราะห์แสดงในรูปที่ 7.18 โดยที่ วัสดุฐานรองกว้าง  $W = 13.8 \text{ mm}$  ยาว  $L = 10.5 \text{ mm}$  และสูง  $h = 0.6 \text{ mm}$  สายไมโครสตริป ตัวนำที่พอร์ท 1 และพอร์ท 2 กว้าง  $w = 1.8 \text{ mm}$  และยาว  $l = 10 \text{ mm}$  ช่องต่อยาว  $s = 0.5 \text{ mm}$  มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก  $\epsilon_r = 2.29$  ในการวิเคราะห์ที่ใช้โดเมนการคำนวณทั้งหมด  $98 \times 73 \times 26$  เซลล์ ใช้เวลาในการวิเคราะห์ประมาณ 2 ชั่วโมง



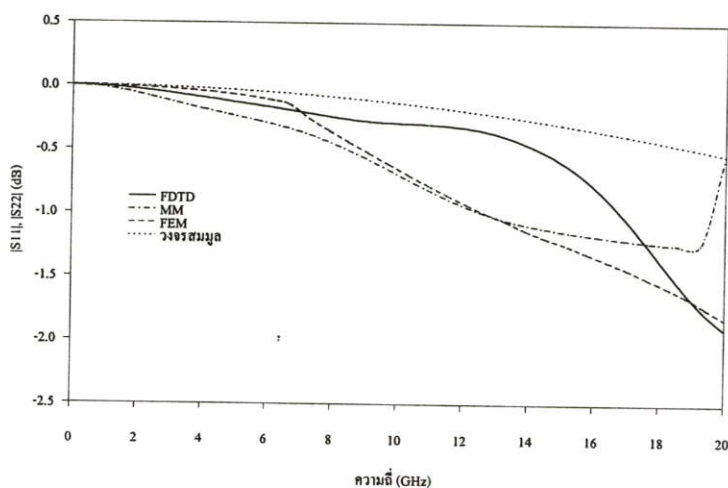
รูปที่ 7.18 ขนาดของสายไมโครสตริปแบบช่องต่อที่ทำการวิเคราะห์



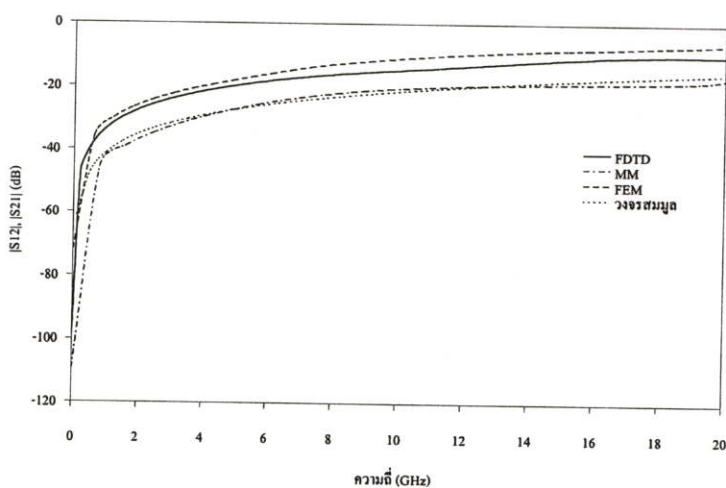
รูปที่ 7.19 การแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1

การแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  ในแนวตำแหน่งการกระตุ้น เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1 ที่ขึ้นเวลา 100, 200, 300 และ 400 แสดงในรูปที่ 7.19

รูปที่ 7.20 แสดงพารามิเตอร์  $S_{11}$  และ  $S_{22}$  ส่วนพารามิเตอร์  $S_{12}$  และ  $S_{21}$  แสดงในรูปที่ 7.21 โดยทำการเปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรมุมที่ได้กล่าวถึงในบทที่ 4 ผลที่ได้จาก FEM จะใช้โปรแกรม HFSS ของ HP ทำการวิเคราะห์ โดยกำหนดแบบแผนคลื่นในการวิเคราะห์จำนวนหนึ่งแบบแผนคลื่น ส่วนผลที่ได้จาก MM จะใช้โปรแกรม Microwave Office ทำการวิเคราะห์



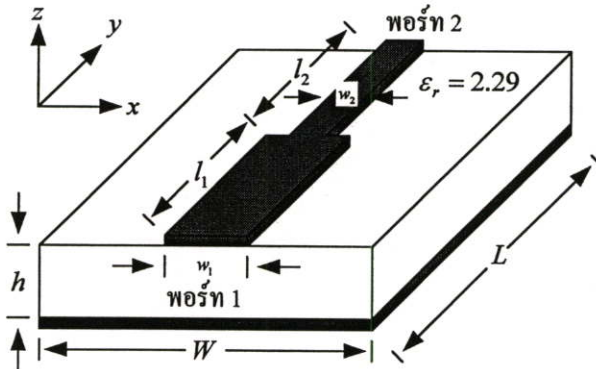
รูปที่ 7.20 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{11}$  และ  $S_{22}$  ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรมุม



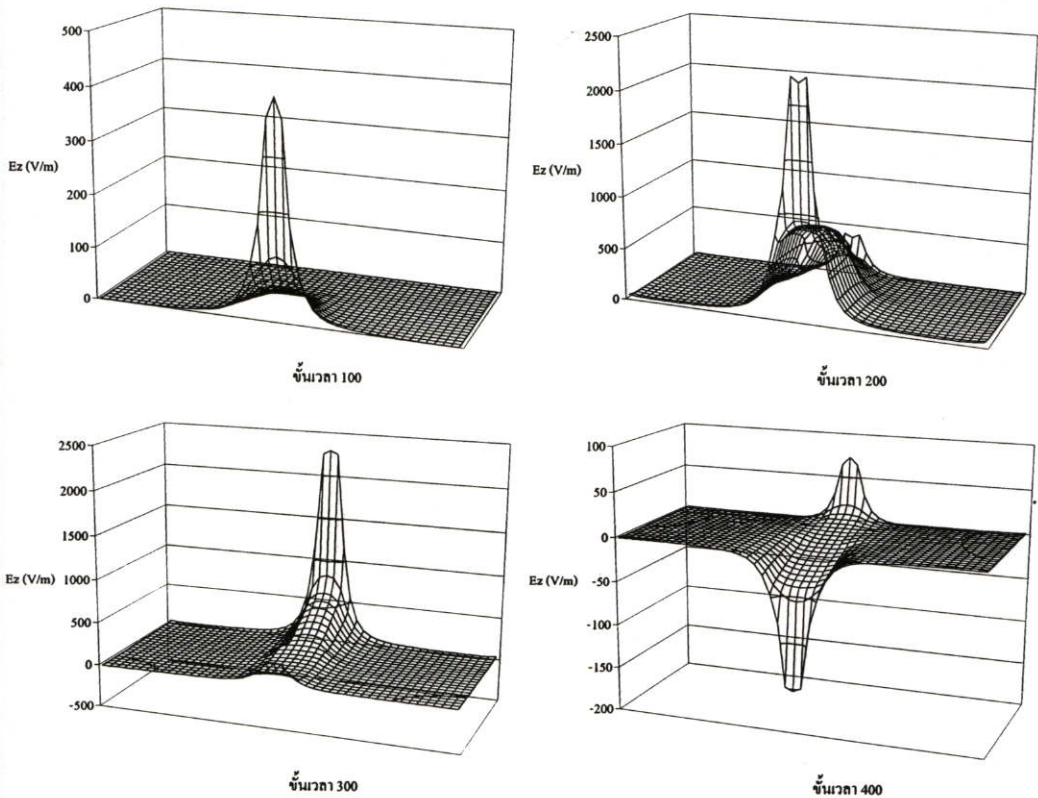
รูปที่ 7.21 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{12}$  และ  $S_{21}$  ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรมุม

## 7.7 การวิเคราะห์สายไมโครสตริปแบบขั้นตามความกว้าง

ขนาดต่าง ๆ ของสายไมโครสตริปแบบขั้นตามความกว้างที่ทำการวิเคราะห์แสดงในรูปที่ 7.22 โดยที่วัสดุฐานรองกว้าง  $W = 13.8 \text{ mm}$  ยาว  $L = 10 \text{ mm}$  และสูง  $h = 0.6 \text{ mm}$  สายไมโครสตริปตัวนำที่พอร์ท 1 กว้าง  $w_1 = 1.8 \text{ mm}$  ยาว  $l_1 = 5 \text{ mm}$  ที่พอร์ท 2 กว้าง  $w_2 = 1.2 \text{ mm}$  ยาว  $l_2 = 5 \text{ mm}$  มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก  $\epsilon_r = 2.29$  ในการวิเคราะห์ใช้โดเมนการคำนวณทั้งหมด  $98 \times 72 \times 26$  เซลล์ ใช้เวลาในการวิเคราะห์ประมาณ 2 ชั่วโมง

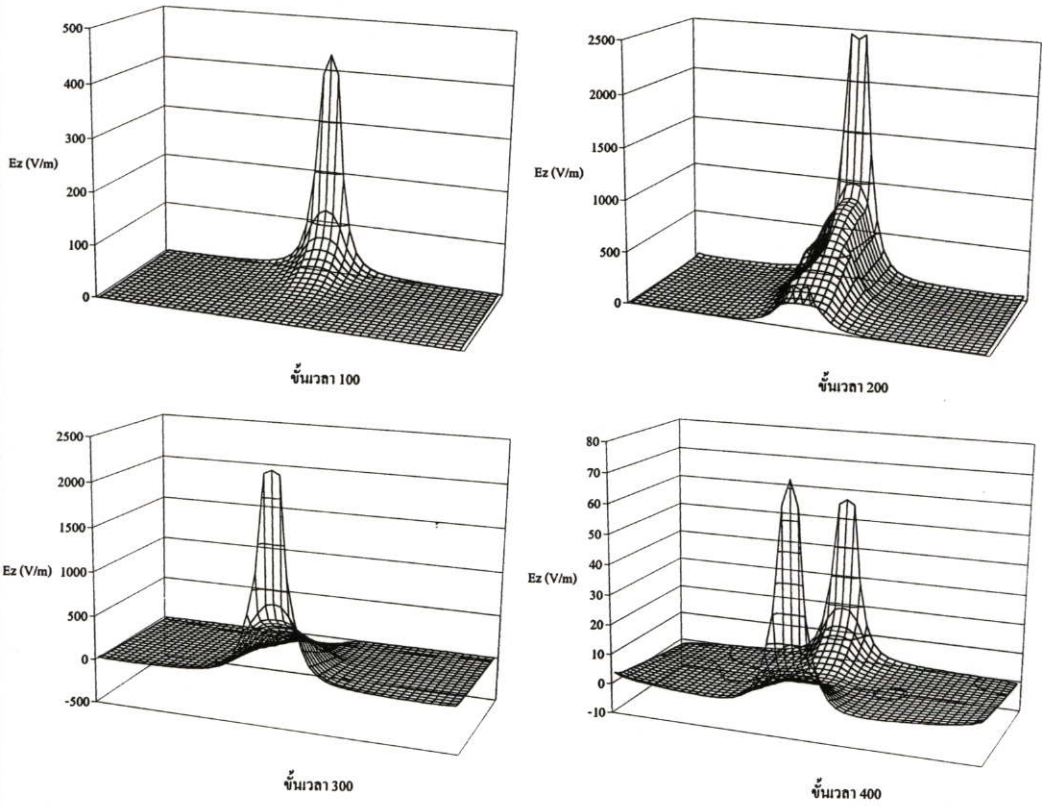


รูปที่ 7.22 ขนาดของสายไมโครสตริปแบบขั้นตามความกว้างที่ทำการวิเคราะห์

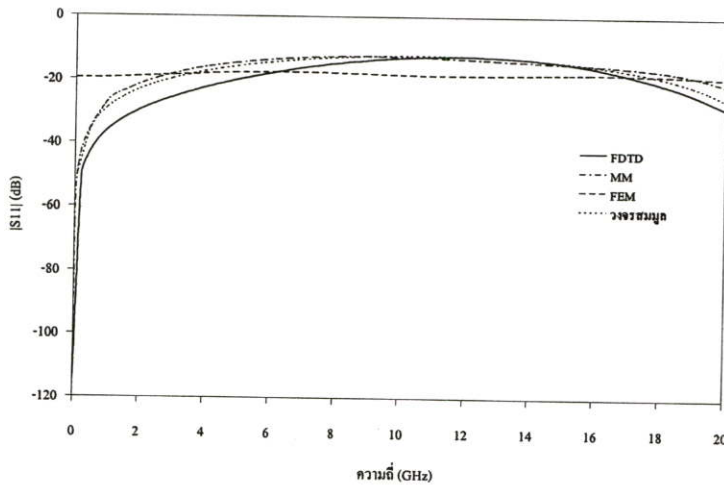


รูปที่ 7.23 การแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1

การแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  ในแนวตำแหน่งการกระตุ้น เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1 ที่ขึ้นเวลา 100, 200, 300 และ 400 แสดงในรูปที่ 7.23 รูปที่ 7.24 แสดงการแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  ในแนวตำแหน่งการกระตุ้น เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 2 ที่ขึ้นเวลา 100, 200, 300 และ 400

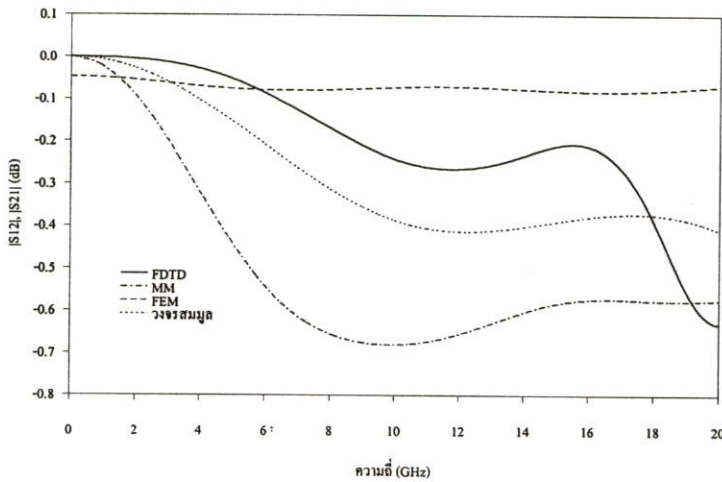


รูปที่ 7.24 การแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 2

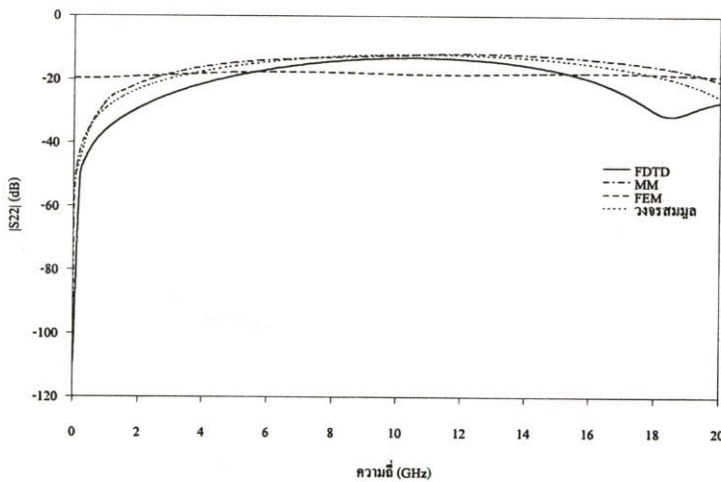


รูปที่ 7.25 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{11}$  ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรสมมูล

รูปที่ 7.25 แสดงพารามิเตอร์  $S_{11}$  รูปที่ 7.26 แสดงพารามิเตอร์  $S_{12}$  และ  $S_{21}$  ส่วนพารามิเตอร์  $S_{22}$  แสดงในรูปที่ 7.27 โดยทำการเปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรสมมูลที่ได้กล่าวถึงในบทที่ 4 ผลที่ได้จาก FEM จะใช้โปรแกรม HFSS ของ HP ทำการวิเคราะห์ โดยกำหนดแบบแผนคลื่นในการวิเคราะห์จำนวนหนึ่งแบบแผนคลื่น ส่วนผลที่ได้จาก MM จะใช้โปรแกรม Microwave Office ทำการวิเคราะห์



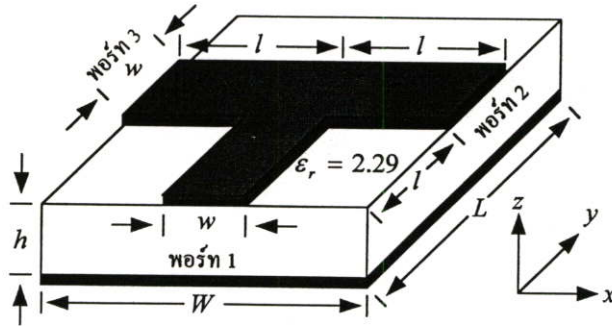
รูปที่ 7.26 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{12}$  และ  $S_{21}$  ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรสมมูล



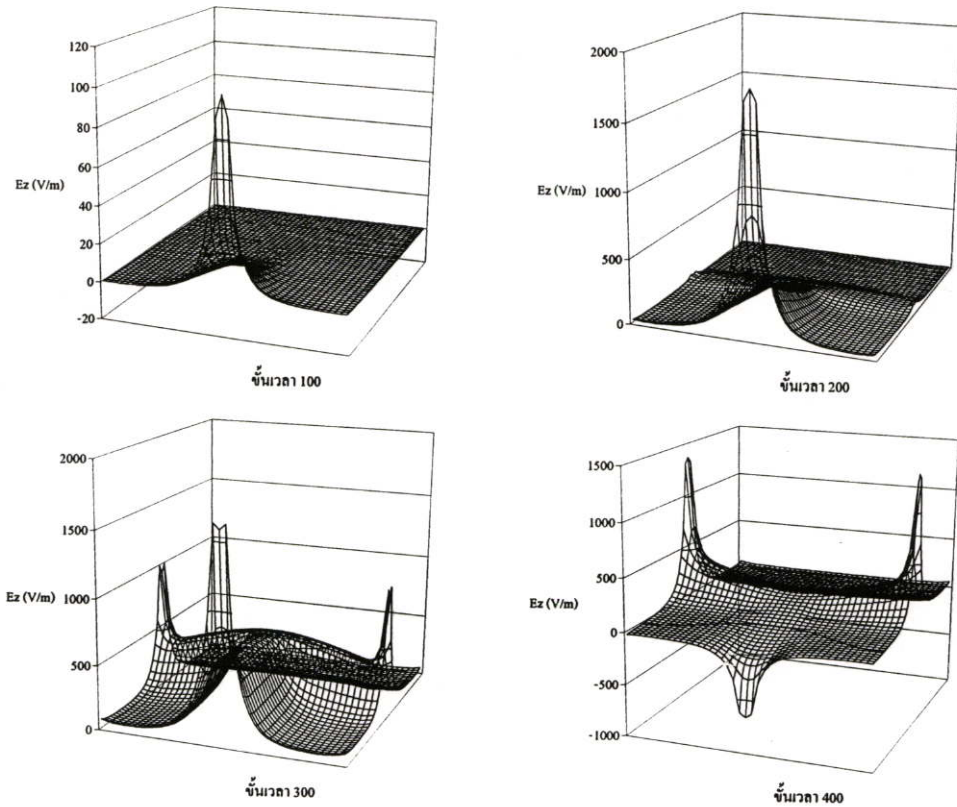
รูปที่ 7.27 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{22}$  ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรสมมูล

## 7.8 การวิเคราะห์สายไมโครสตริปแบบข้อต่อ T

ขนาดต่าง ๆ ของสายไมโครสตริปแบบข้อต่อ T ที่ทำการวิเคราะห์แสดงในรูปที่ 7.28 โดยที่ วัสดุฐานรองกว้าง  $W = 8 \text{ mm}$  ยาว  $L = 9.2 \text{ mm}$  และสูง  $h = 0.6 \text{ mm}$  สายไมโครสตริปตัวนำ ที่พอร์ท 1, พอร์ท 2 และพอร์ท 3 กว้าง  $w = 1.2 \text{ mm}$  ยาว  $l = 4 \text{ mm}$  มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก  $\epsilon_r = 2.29$  ในการวิเคราะห์ใช้โดเมนการคำนวณทั้งหมด  $98 \times 92 \times 26$  เซลล์ ใช้เวลาในการวิเคราะห์ประมาณ 3 ชั่วโมง

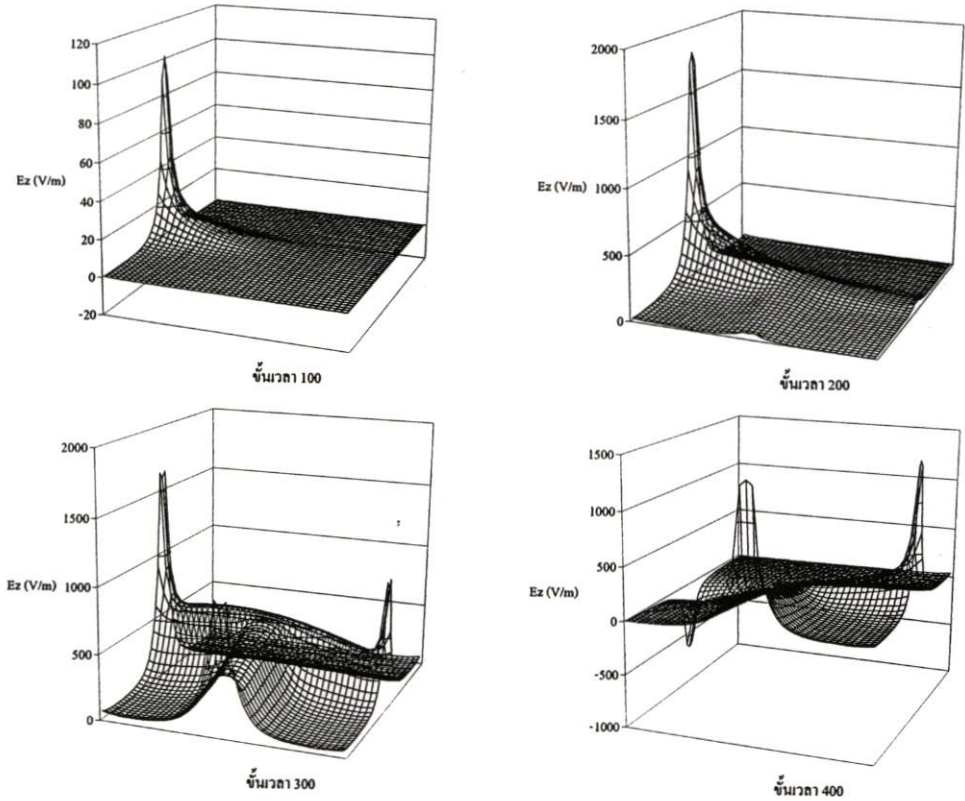


รูปที่ 7.28 ขนาดของสายไมโครสตริปแบบข้อต่อ T ที่ทำการวิเคราะห์

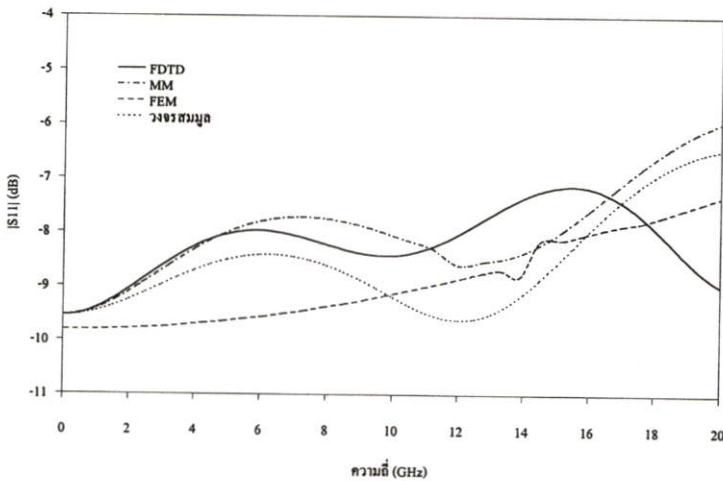


รูปที่ 7.29 การแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1

การแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  ในแนวตำแหน่งการกระตุ้น เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1 ที่ชั้นเวลา 100, 200, 300 และ 400 แสดงในรูปที่ 7.29 รูปที่ 7.30 แสดงการแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  ในแนวตำแหน่งการกระตุ้น เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 3 ที่ชั้นเวลา 100, 200, 300 และ 400

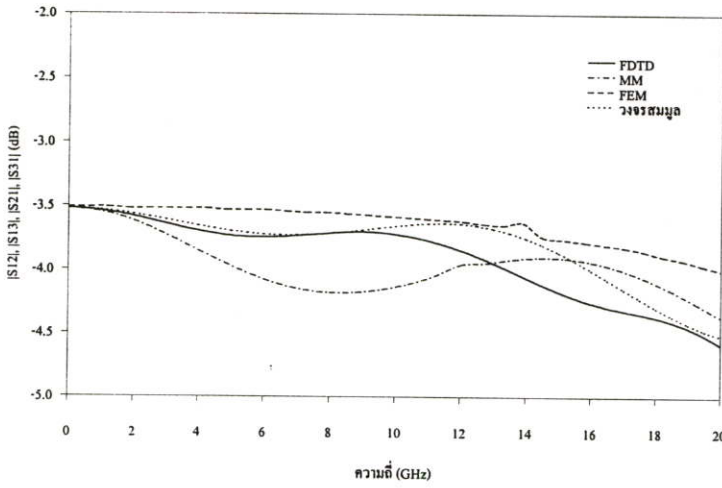


รูปที่ 7.30 การแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 3

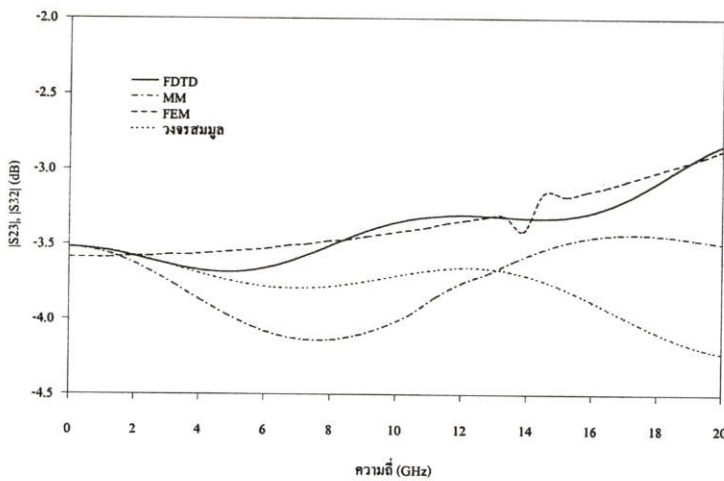


รูปที่ 7.31 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{11}$  ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรสมมูล

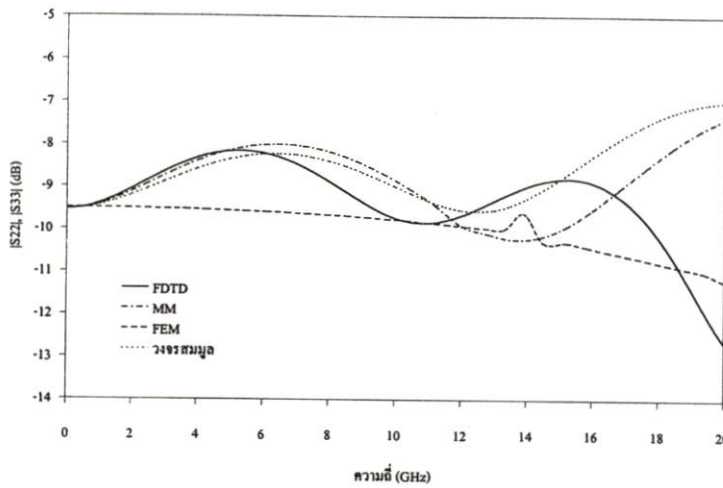
รูปที่ 7.31 แสดงพารามิเตอร์  $S_{11}$  รูปที่ 7.32 แสดงพารามิเตอร์  $S_{12}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{21}$  และ  $S_{31}$  รูปที่ 7.33 แสดงพารามิเตอร์  $S_{23}$  และ  $S_{32}$  ส่วนพารามิเตอร์  $S_{22}$  และ  $S_{33}$  แสดงในรูปที่ 7.34 โดยทำการเปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรมุมูลที่ได้กล่าวถึงในบทที่ 4 ผลที่ได้จาก FEM จะใช้โปรแกรม HFSS ของ HP ทำการวิเคราะห์ โดยกำหนดแบบแผนคลื่นในการวิเคราะห์ จำนวนหนึ่งแบบแผนคลื่น ส่วนผลที่ได้จาก MM จะใช้โปรแกรม Microwave Office ทำการวิเคราะห์



รูปที่ 7.32 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{12}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{21}$  และ  $S_{31}$  ที่ได้จากกรวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรมุมูล



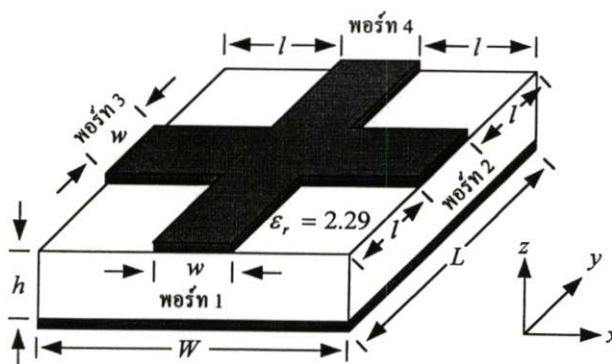
รูปที่ 7.33 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{23}$  และ  $S_{32}$  ที่ได้จากกรวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรมุมูล



รูปที่ 7.34 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{22}$  และ  $S_{33}$  ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรสมมูล

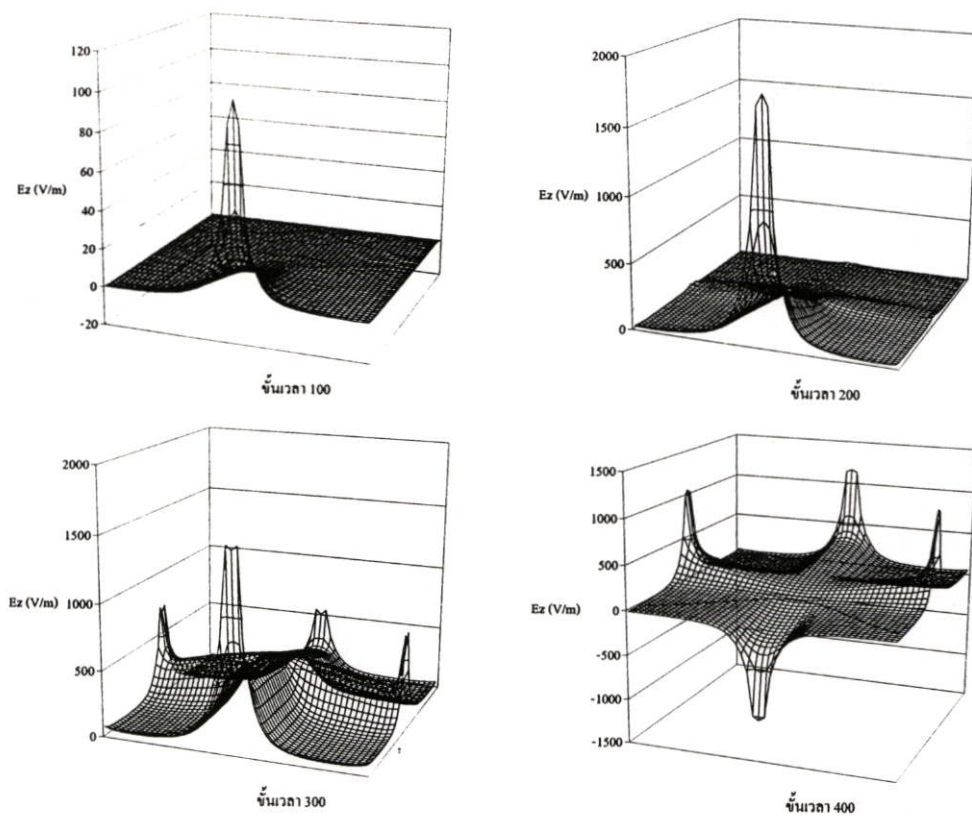
### 7.9 การวิเคราะห์สายไมโครสตริปแบบข้อต่อตัดขวาง

ขนาดต่าง ๆ ของสายไมโครสตริปแบบข้อต่อตัดขวางที่ทำการวิเคราะห์แสดงในรูปที่ 7.35 โดยที่วัสดุฐานรองกว้าง  $W = 9.2 \text{ mm}$  ยาว  $L = 9.2 \text{ mm}$  และสูง  $h = 0.6 \text{ mm}$  สายไมโครสตริปตัวนำที่พอร์ท 1, พอร์ท 2, พอร์ท 3 และพอร์ท 4 กว้าง  $w = 1.2 \text{ mm}$  ยาว  $l = 4 \text{ mm}$  มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก  $\epsilon_r = 2.29$  ในการวิเคราะห์ใช้โดเมนการคำนวณทั้งหมด  $98 \times 98 \times 26$  เซลล์ ใช้เวลาในการวิเคราะห์ประมาณ 3 ชั่วโมง

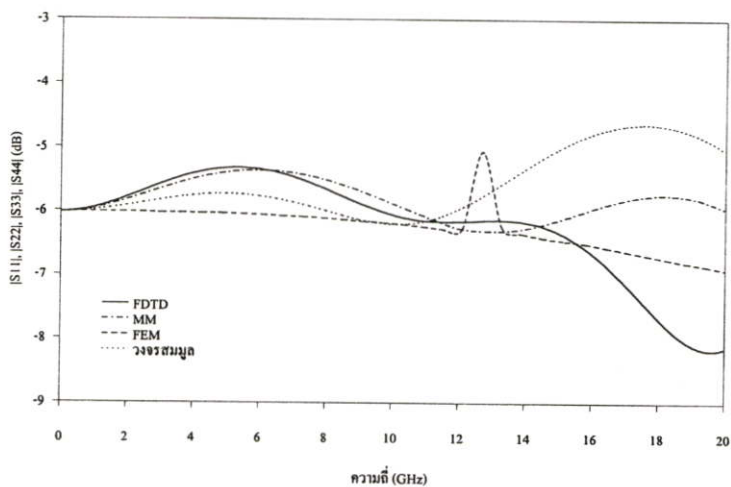


รูปที่ 7.35 ขนาดของสายไมโครสตริปแบบข้อต่อตัดขวางที่ทำการวิเคราะห์

การแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  ในแนวตำแหน่งการกระตุ้น เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1 ที่ชั้นเวลา 100, 200, 300 และ 400 แสดงในรูปที่ 7.36

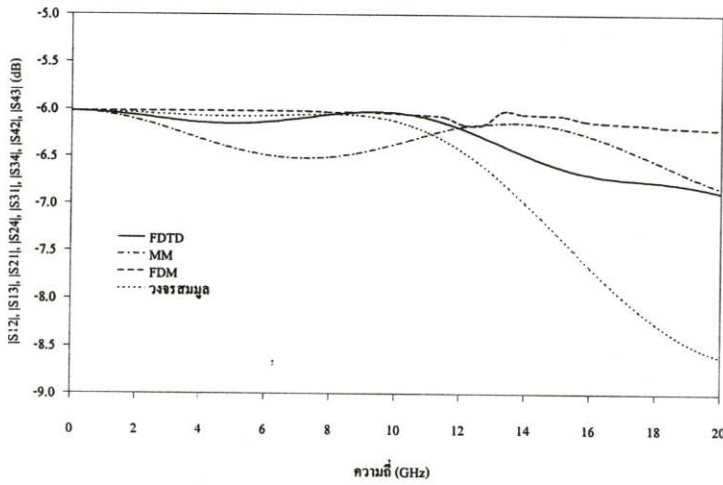


รูปที่ 7.36 การแผ่กระจายของสนาม  $E_z$  ที่ระนาบ  $xy$  เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ท 1

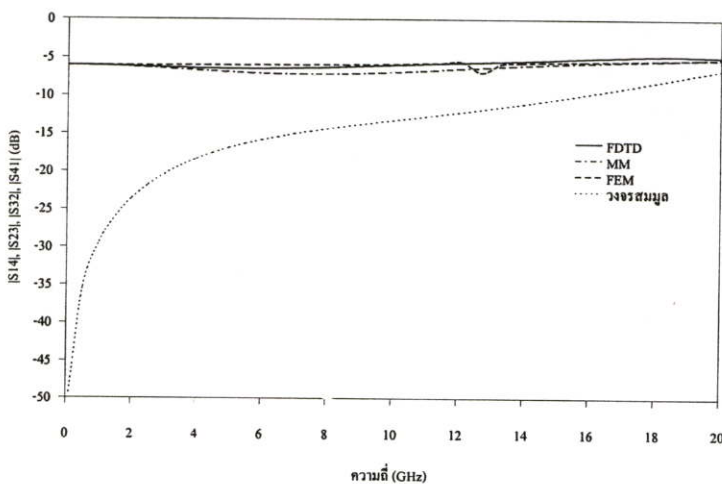


รูปที่ 7.37 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{33}$  และ  $S_{44}$  ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรสสมมูล

รูปที่ 7.37 แสดงพารามิเตอร์  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{33}$  และ  $S_{44}$  รูปที่ 7.38 แสดงพารามิเตอร์  $S_{12}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{24}$ ,  $S_{31}$ ,  $S_{34}$ ,  $S_{42}$  และ  $S_{43}$  ส่วนรูปที่ 7.39 แสดงพารามิเตอร์  $S_{14}$ ,  $S_{23}$ ,  $S_{32}$  และ  $S_{41}$  โดยทำการเปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรมุมที่ได้กล่าวถึงในบทที่ 4 ผลที่ได้จาก FEM จะใช้โปรแกรม HFSS ของ HP ทำการวิเคราะห์ โดยกำหนดแบบแผนคลื่นในการวิเคราะห์จำนวนหนึ่งแบบแผนคลื่น ส่วนผลที่ได้จาก MM จะใช้โปรแกรม Microwave Office ทำการวิเคราะห์



รูปที่ 7.38 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{12}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{24}$ ,  $S_{31}$ ,  $S_{34}$ ,  $S_{42}$  และ  $S_{43}$  ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรมุม



รูปที่ 7.39 กราฟแสดงพารามิเตอร์  $S_{14}$ ,  $S_{23}$ ,  $S_{32}$  และ  $S_{41}$  ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก MM, FEM และวงจรมุม

## บทที่ 8

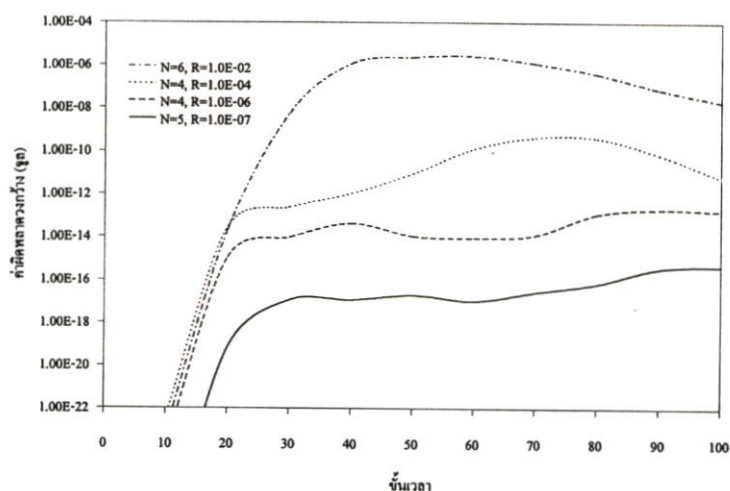
### สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวิธีการวิเคราะห์คุณลักษณะการแพร่กระจายของท่อนำคลื่นและสายไมโครสตริปแบบไม่ต่อเนื่องโดยใช้วิธี FDTD โดยแบ่งออกเป็นสามส่วน ส่วนแรกเป็นการวิเคราะห์ PML ABC โดยทำการทดสอบหาความเที่ยงตรงของ PML ABC ซึ่งเป็น ABC ที่จะนำมาใช้วิเคราะห์กับวิธี FDTD ส่วนที่สองเป็นการวิเคราะห์ท่อนำคลื่นแบบไม่ต่อเนื่องโดยใช้วิธี FDTD ซึ่งได้ทำการวิเคราะห์ท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากแบบทำมุมตั้งฉากทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก และท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากแบบข้อต่อ T ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ส่วนที่สามเป็นการวิเคราะห์สายไมโครสตริปแบบไม่ต่อเนื่องโดยใช้วิธี FDTD ซึ่งได้ทำการวิเคราะห์สายไมโครสตริปแบบปลายเปิด สายไมโครสตริปแบบข้อต่อคดขวาง สายไมโครสตริปแบบช่องบาก สายไมโครสตริปแบบข้อต่อ สายไมโครสตริปแบบขึ้นตามความกว้าง สายไมโครสตริปแบบข้อต่อ T และสายไมโครสตริปแบบข้อต่อคดขวาง โดยได้ใช้เครื่องซูเปอร์คอมพิวเตอร์ที่ศูนย์วิจัยคอมพิวเตอร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทำการวิเคราะห์ทั้งหมด

#### สรุปผลการวิเคราะห์ PML ABC

ในการทดสอบหาความเที่ยงตรงของ PML ABC ได้หาค่าพารามิเตอร์  $R(0)$  และ  $N$  ที่ทำให้เกิดค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดสำหรับ PML ABC แบบ 4, 8, 12 และ 16 เซลล์ โดยมีจุดมุ่งหมายเพื่อช่วยในการพิจารณาเลือกค่าพารามิเตอร์เหล่านี้และจำนวนเซลล์ของ PML ให้เหมาะสม โดยจะต้องคำนึงถึงค่าความเที่ยงตรง หน่วยความจำ และเวลาที่ใช้วิเคราะห์

ผลที่ได้จากการทดสอบ สามารถสรุปได้ว่า ในการวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD โดยใช้ PML ABC แบบ 4 เซลล์ จะมีค่าผิดพลาดวงกว้างไม่เกิน  $10^{-5} J$  เมื่อกำหนดให้  $N$  และ  $R(0)$  มีค่าเท่ากับ 6 และ  $1 \times 10^{-2}$  ตามลำดับ ถ้าใช้ PML ABC แบบ 8 เซลล์ จะมีค่าผิดพลาดวงกว้างไม่เกิน  $10^{-9} J$  เมื่อกำหนดให้  $N$  และ  $R(0)$  มีค่าเท่ากับ 4 และ  $1 \times 10^{-4}$  ตามลำดับ ถ้าใช้ PML ABC แบบ 12 เซลล์ จะมีค่าผิดพลาดวงกว้างไม่เกิน  $10^{-12} J$  เมื่อกำหนดให้  $N$  และ  $R(0)$  มีค่าเท่ากับ 4 และ  $1 \times 10^{-6}$  ตามลำดับ ส่วนถ้าใช้ PML ABC แบบ 16 เซลล์ จะมีค่าผิดพลาดวงกว้างไม่เกิน  $10^{-15} J$  เมื่อกำหนดให้  $N$  และ  $R(0)$  มีค่าเท่ากับ 5 และ  $1 \times 10^{-7}$  ตามลำดับ รูปที่ 8.1 แสดงค่าผิดพลาดวงกว้างในแต่ละชั้นเวลาที่ดีที่สุดของ ABC PML ทั้ง 4 แบบที่ได้ทำการทดสอบ



รูปที่ 8.1 กราฟแสดงค่าผิดพลาดวงกว้างในแต่ละชั้นเวลาที่คี่ที่สุดของ PML แบบ 4 ชั้น, 8 ชั้น, 12 ชั้น และ 16 ชั้น

### สรุปผลการวิเคราะห์ที่นำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากแบบไม่ต่อเนื่อง

การวิเคราะห์ที่นำคลื่นทรงสี่มุมฉากแบบไม่ต่อเนื่องโดยใช้วิธี FDTD สามารถศึกษา ลักษณะการแผ่กระจายของแต่ละสนามในแต่ละชั้นเวลาในโครงสร้างของท่อนำคลื่นได้ โดยใน วิทยานิพนธ์นี้ ได้แสดงสนามไฟฟ้าในทิศทางการกระตุ้นในสี่ชั้นเวลาที่แตกต่างกัน

ส่วนค่าพารามิเตอร์  $S$  ได้แสดงเปรียบเทียบกับ FEM และวิธีวงจรมูล จากผลที่ได้จะ เห็นได้ว่า ค่าพารามิเตอร์  $S$  ที่ได้จากวิธี FDTD มีสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (Transmission coefficient) น้อยกว่าค่าพารามิเตอร์  $S$  ที่ได้จาก FEM และวงจรมูล ทั้งนี้เนื่องมาจากค่าพลังงาน ที่แต่ละพอร์ทของท่อนำคลื่นยังไม่เข้าสู่ศูนย์ที่ชั้นเวลา 10000 ซึ่งทำให้ค่าพารามิเตอร์  $S$  ผิดพลาด ขึ้นได้ในขั้นตอนการแปลงฟูริเยร์ โดยเฉพาะที่ส่วนประกอบความถี่สูง และการคำนวณด้วยวิธี FDTD เป็นการวิเคราะห์หลายแบบแผนคลื่นโดยกำหนดการกระตุ้นเป็นแบบจำลองที่เหมือนการใช้ งานจริง ส่วน FEM และวิธีวงจรมูลเป็นการวิเคราะห์ในหนึ่งแบบแผนคลื่น คือ แบบแผนคลื่น ความเป็นใหญ่เท่านั้น ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (Reflection coefficient) ที่คำนวณได้จากวิธี FEM มีค่าผิดพลาดเกิดขึ้นมากที่ความถี่ต่ำ

## สรุปผลการวิเคราะห์สายไมโครสตริปแบบไม่ต่อเนื่อง

การวิเคราะห์สายไมโครสตริปแบบไม่ต่อเนื่องโดยใช้วิธี FDTD สามารถศึกษาลักษณะการแผ่กระจายของแต่ละสนามในแต่ละชั้นเวลาใน โครงสร้างของสายไมโครสตริปได้เหมือนกับการวิเคราะห์ท่อนำคลื่น โดยในวิทยานิพนธ์นี้ ได้แสดงสนามไฟฟ้าในทิศทางการกระจัดในสี่ชั้นเวลาที่แตกต่างกัน

ส่วนค่าพารามิเตอร์  $S$  ได้แสดงเปรียบเทียบกับ MM, FEM และวิธีวงจรมุมผลที่ได้จากวิธี FDTD มีความสอดคล้องกับ MM, FEM และวิธีวงจรมุมมากกว่าการวิเคราะห์ท่อนำคลื่น เนื่องจากพลังงานที่แต่ละพอร์ทของสายไมโครสตริปเข้าสู่ศูนย์ที่ชั้นเวลา 10000 ความแตกต่างของค่าพารามิเตอร์  $S$  ที่ทำการวิเคราะห์ในแต่ละวิธีเกิดจากรูปแบบเงื่อนไขการวิเคราะห์ที่ต่างกัน โดยที่ FEM และวิธีวงจรมุมทำการวิเคราะห์ในหนึ่งแบบแผนคลื่น ส่วนวิธี FDTD และ MM ทำการวิเคราะห์หลายแบบแผนคลื่น แต่ MM จะสมมติให้ระนาบสร้างเงาและวัสดุฐานรองมีขนาดเป็นอนันต์ ส่วนวิธี FDTD จะกำหนดขนาดตาม โครงสร้างที่ได้ทำการวิเคราะห์

## แนวทางการพัฒนา

การวิเคราะห์โครงสร้างที่มีขนาดใหญ่ เช่น ท่อนำคลื่น จะมีค่าผิดพลาดของพารามิเตอร์  $S$  อยู่มาก เนื่องจากพลังงานที่แต่ละพอร์ทของท่อนำคลื่นยังไม่เข้าสู่ศูนย์ วิธีที่จะแก้ปัญหานี้สามารถทำได้โดยใช้จำนวนชั้นเวลาเพิ่มขึ้นจนค่าของกระแสและแรงดันเข้าสู่ศูนย์ แต่ก็จะทำให้เสียเวลาในการคำนวณมากขึ้น อีกวิธีหนึ่งที่จะทำให้ค่าผิดพลาดนี้ลดน้อยลงได้ก็คือ การใช้วิธีประมาณเชิงตัวเลข หาดั้วร่วมการเข้าสู่ศูนย์ แล้วทำการประมาณค่าของพลังงานต่อจากชั้นเวลา 10000 จนกระทั่งมีค่าเข้าสู่ศูนย์ ซึ่งจะช่วยให้ช่วยลดค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้นได้ และใช้เวลาในการวิเคราะห์เท่าเดิม

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Yee, K.S., "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media." IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 14, 1966, pp. 302-307.
- [2] Berenger, J.-P., "A Perfectly Matched Layer for The absorption of Electromagnetic Waves." J. Computational Physics, vol. 114, 1994, pp. 185-200.
- [3] Taflove, A., and M. E. Brodwin, "Numerical Solution of Steady-State Electromagnetic Scattering Problems Using The Time-Dependent Maxwell's Equation." IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. 23, 1975, pp. 623-630.
- [4] Engquist, B., and A. Majda, "Absorbing Boundary Conditions for The Numerical Simulation of Waves." Mathematics of Computation, vol. 31, 1977, pp. 629-651.
- [5] Mur, G., "Absorbing Boundary Conditions for The Finite-Difference Approximation of The Time-Domain Electromagnetic Field Equations." IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, vol. 23, 1981, pp. 377-382.
- [6] Trefethen, L. N., and L. Halpern, "Well-Posedness of One-Way Wave Equations and Absorbing Boundary Conditions." Mathematics of Computation, vol. 47, 1986, pp. 421-435.
- [7] Higdon, R. L., "Absorbing Boundary Conditions for Difference Approximations to The Multi-Dimensional Wave Equation." Mathematics of Computation, vol. 47, 1986, pp. 437-459.
- [8] Higdon, R. L. "Numerical Absorbing Boundary Conditions for The Wave Equation." Mathematics of Computation, vol. 49, 1987, pp. 65-90.
- [9] Mei, K. K. and J. Fang, "Superabsorption – A Method to Improve Absorbing Boundary Conditions." IEEE Trans. Antenna and Propagation, vol. 40, 1992, pp. 1001-1010.
- [10] Holland, R., "Finite-Difference Time-Domain (FDTD) Analysis of Magnetic Diffusion." IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, vol. 36, Feb. 1994, pp. 32-39.
- [11] R. J. Luebbers, H. S. Langdon, "A Simple Feed Model that Reduces Time Steps Needed for FDTD Antenna and Microstrip Calculations." IEEE Trans. Antenna and Propagation, vol. 44, 1996, pp. 1000-1005.

- [12] David M. Sheen, Sami M. Ali, Mohamed D. Abouzahra, and Jin Au Kong, "Application of the Three-Dimensional Finite-Difference Time-Domain Method to The Analysis of Planar Microstrip Circuits." *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 38, July. 1990, pp. 849-857.
- [13] R. S. Carson. **High-Frequency Amplifiers**. John Wiley & Sons, Inc. 1982.
- [14] John D. Kraus, and Keith R. Carver. **Electromagnetics**. 2nd Ed. McGraw-Hill, Inc. 1973.
- [15] N. Marcuvitz. **Waveguide Handbook**. McGraw-Hill, Inc. 1986.
- [16] K. C. Gupta, Ramesh Garg, and Rakesh Chadha. **Computer-Aided Design of Microwave Circuit**. Artech House, Inc. 1981.
- [17] Brian C. Wadell. **Transmission Line Design Handbook**. Artech House, Inc. 1991.
- [18] Fred Gardiol. **Microstrip Circuits**. John Wiley & Sons, Inc. 1994.
- [19] พิชญ สุพรรณกุล, มนต์ชัย แซ่มซ้อย, ฌัฐพล สุทธินนท์, สถาพร พรหมวงค์ และ ประกิจ ดั่งคีสานนท์, "การศึกษาความเที่ยงตรงของเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบชั้นแมตซ์สมบรูณ์ในวิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดโดเมนเวลา." การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38, กุมภาพันธ์ 2543.
- [20] Kriegsmann, G. A., A. N. Norris, and E. L. Reiss, "Acoustic Pulse Scattering by Baffled Membranes." *J. Acoustic Society of America*, vol. 79, 1986.
- [21] พิชญ สุพรรณกุล, ประกิจ ดั่งคีสานนท์, อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ และ สถาพร พรหมวงค์, "การวิเคราะห์ท่อนำคลื่นแบบไม่สม่ำเสมอโดยใช้วิธี ไฟไนท์-ดิฟเฟอเรนซ์ ไทม์-โดเมน." การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21, พฤศจิกายน 2541, หน้า 616-619.
- [22] M. Chamchoy, P. Supanakoon, K. Laddahom, S. Promwong and P. Tangtisanon, "Numerical Analysis of Double Apertures Coupled Microstrip Patch Antenna." 22nd Electrical Engineering Conference, Dec. 2542, pp. 405-408.
- [23] ฌัฐพล สุทธินนท์, พิชญ สุพรรณกุล, สถาพร พรหมวงค์ และ ประกิจ ดั่งคีสานนท์, "การศึกษาคุณลักษณะการเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปกับสายส่งแบบไมโครสตริป โดยใช้วิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดโดเมนเวลา." การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38, กุมภาพันธ์ 2543.

## ภาคผนวก ก.

## บทความวิจัยที่ได้รับตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์

- [1] พิชญ สุพรรณกุล, ประกิจ ตั้งศิษานนท์, อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ และ สถาพร พรหมวงค์, “การวิเคราะห์ที่นำคลื่นแบบไม่สม่ำเสมอโดยใช้วิธี ฟูไนท์-คิฟเฟอร์เรนซ์ ไลน์-โดเมน.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21, พฤศจิกายน 2541, หน้า 616-619.
- [2] พิชญ สุพรรณกุล, มนต์ชัย แซ่มซ้อย, ณัฐพล สุทธินนท์, สถาพร พรหมวงค์ และ ประกิจ ตั้งศิษานนท์, “การศึกษาความเที่ยงตรงของเงื่อนไขขอบเขตการคูกคลื่นแบบชั้นแมคซ์สมบูรณ์ในวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงจำกัดโดเมนเวลา.” การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38, กุมภาพันธ์ 2543.



การประชุมวิชาการ  
ทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21



# 21<sup>st</sup> Electrical Engineering Conference (EECON-21)

วันที่ 12-13 พฤศจิกายน 2541  
ณ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี  
ถ.สุขสวัสดิ์ 48 เขตทุ่งครุ กรุงเทพมหานคร

\*\*\*\*\*

ดำเนินการจัดการประชุมโดย  
ภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

## การวิเคราะห์ท่อนำคลื่นแบบไม่สม่ำเสมอโดยใช้วิธี ไฟไนต์-ดิฟเฟอเรนซ์ โทม์-โดเมน

## Analysis of Discontinuous Waveguide Using the Finite-Difference Time-Domain Method

พิชญ สุพรรณกุล ประกิจ ตั้งศิษานนท์ อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ และ สถาพร พรหมวงค์

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เลขที่ 4 หมู่ที่ 2 ถนนฉลองกรุง แขวงลำปลาตี เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520

โทร (02) 739-2206, 326-6052-101 ext. 2446, 2556 โทรสาร (02) 3269084 E-mail : kpsathap@kmitl.ac.th

## บทคัดย่อ

บทความได้นี้เสนอ การวิเคราะห์ท่อนำคลื่นแบบไม่สม่ำเสมอ โดยใช้วิธีไฟไนต์-ดิฟเฟอเรนซ์ โทม์-โดเมน (FD-TD) ในสองมิติ ได้แสดงการวิเคราะห์ท่อนำคลื่นแบบไม่สม่ำเสมอสองแบบ คือ ท่อนำคลื่นแบบข้อต่อที่ในระนาบ H และข้อต่อที่พับในระนาบ H รวมทั้งได้มีการแสดงผลเชิงตัวเลขของกำลังการแผ่กระจายของแต่ละส่วนประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในท่อนำคลื่น ซึ่งมีประโยชน์ช่วยในการออกแบบหรือแก้ไขท่อนำคลื่นที่มีโครงสร้างที่ซับซ้อนได้

## Abstract

In this paper, The Finite-Difference Time-Domain (FD-TD) is used to analyse discontinuous waveguide in two dimensions. Two representative examples are considered, namely the H-plane tee junction and the folded H-plane tee junction. Computed numerical results for the propagated power of each electromagnetic field component in waveguide are presented. It benefits to design and modify waveguide that has complex structure.

## 1. บทนำ

มีบทความจำนวนมากที่ได้ศึกษาท่อนำคลื่นในโดเมนของความถี่ ซึ่งศึกษาคุณสมบัติต่าง ๆ ของท่อนำคลื่นโดยตรงในแต่ละความถี่ ต่อความถี่ คือ ต้องคำนวณแต่ละเทอมของเมตริกซ์ทุกครั้งเมื่อความถี่เปลี่ยนไป ซึ่งทำให้เสียเวลาในการคำนวณมากในการวิเคราะห์ท่อนำคลื่นที่มีแถบความถี่กว้าง ดังนั้น เราจึงได้มีการคิดค้นวิธีการคำนวณในโดเมนของเวลาขึ้น ซึ่งวิธี FD-TD เป็นวิธีหนึ่งที่ทำกรวิเคราะห์ในโดเมนของเวลา

วิธี FD-TD เป็นวิธีประมวลผลเชิงตัวเลขในโดเมนของเวลานิยมใช้สำหรับวิเคราะห์ทางแม่เหล็กไฟฟ้า ยี (Yee) เป็นคนแรกที่ได้คิดค้นวิธีนี้ขึ้นมาในปี ค.ศ. 1966 [1] ซึ่งเป็นวิธีที่ง่าย และสะดวกในการแก้ปัญหาอนุพันธ์ของสมการแมกซ์เวลล์ โดยใช้คอมพิวเตอร์ช่วยในการคำนวณ ต่อมาได้มีการใช้กันอย่างแพร่หลาย และมีการพัฒนาอย่าง

ต่อเนื่อง ทำให้สามารถวิเคราะห์ได้อย่างรวดเร็วยิ่งขึ้น ใช้หน่วยความจำของคอมพิวเตอร์น้อยลง และเป็นที่ยอมรับได้มาก

ได้เริ่มพัฒนานำเอาวิธี FD-TD มาใช้วิเคราะห์ท่อนำคลื่นในปี ค.ศ. 1985 [2] ซึ่งเป็นวิธีที่มีความเหมาะสมและสะดวกมากวิธีหนึ่ง เพราะทำให้เห็นการแผ่กระจายของคลื่นในแต่ละตำแหน่งในท่อนำคลื่น สามารถนำมาวิเคราะห์ท่อนำคลื่นที่มีโครงสร้างที่ซับซ้อนได้ง่าย

ในบทความนี้ได้กล่าวถึงการนำเอาวิธี FD-TD มาวิเคราะห์ท่อนำคลื่นแบบไม่สม่ำเสมอ ซึ่งได้ทำการวิเคราะห์ท่อนำคลื่นแบบข้อต่อที่ในระนาบ H และข้อต่อที่พับในระนาบ H การวิเคราะห์ด้วยวิธี FD-TD นี้สามารถลดความยุ่งยากและการเสียเวลาในการคำนวณได้มาก นอกจากนี้แล้วยังได้แสดงผลเชิงตัวเลขของกำลังการแผ่กระจายของแต่ละส่วนประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในท่อนำคลื่น

## 2. สมการไฟไนต์-ดิฟเฟอเรนซ์

สูตรของวิธี FD-TD ตามแนวความคิดของยี [1] ได้มาจากการหาอนุพันธ์ย่อยจากสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์สองสมการ ซึ่งแสดงถึงการเดินทางของสนามในโครงสร้าง ตัวกลางถูกกำหนดให้เป็นแบบสม่ำเสมอไอโซทรอปิก และเป็นแบบเอกพันธ์ สมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์สองสมการที่ใช้คือ

$$\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} = -\nabla \times \mathbf{E} \quad (1)$$

$$\epsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} = \nabla \times \mathbf{H} \quad (2)$$

ต่อมาทำการประมาณสมการอนุพันธ์ย่อยที่ต่อเนื่องนี้แบบดิสครีต [3] ซึ่งใช้การประมาณไฟไนต์-ดิฟเฟอเรนซ์แบบตรงกลางกับอนุพันธ์อันดับที่หนึ่งเทียบกับเวลาและตำแหน่ง หน่วยเซลล์ของ FD-TD ได้แสดงไว้ในรูปที่ 1 โดเมนการคำนวณเป็นการรวมของหน่วยเซลล์ทั้งหมด มิติของหน่วยเซลล์ตามทิศทางของ x, y, z คือ  $\Delta x$ ,  $\Delta y$  และ  $\Delta z$  ตามลำดับ ตำแหน่งแทนด้วยตัวห้อย i, j, k ซึ่งแสดงถึงหมายเลขตำแหน่งในทิศทาง x, y และ z ตามลำดับ ขึ้นเวลาแสดงด้วยตัวห้อย หลังจากได้

ทำการจัดสมการเบื้องต้น จะได้สมการไฟไนท์-ดิฟเฟอเรนซ์เป็น

$$H_x|_{i,j,k}^{n+1/2} = H_x|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} (E_y|_{i,j,k}^n - E_y|_{i,j,k-1}^n) - \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} (E_z|_{i,j,k}^n - E_z|_{i,j-1,k}^n)$$

$$H_y|_{i,j,k}^{n+1/2} = H_y|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu \Delta x} (E_z|_{i,j,k}^n - E_z|_{i-1,j,k}^n) - \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} (E_x|_{i,j,k}^n - E_x|_{i,j,k-1}^n)$$

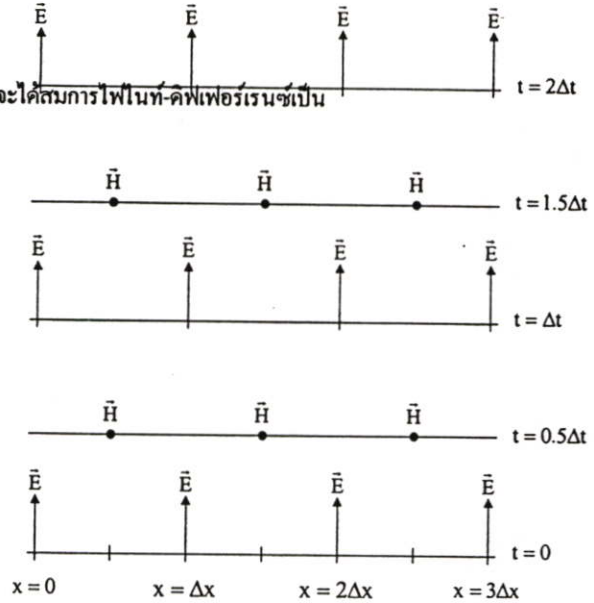
$$H_z|_{i,j,k}^{n+1/2} = H_z|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} (E_x|_{i,j,k}^n - E_x|_{i-1,j,k}^n) - \frac{\Delta t}{\mu \Delta x} (E_y|_{i,j,k}^n - E_y|_{i-1,j,k}^n)$$

$$E_x|_{i,j,k}^{n+1} = E_x|_{i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta y} (H_z|_{i,j+1,k}^{n+1/2} - H_z|_{i,j,k}^{n+1/2}) - \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta z} (H_y|_{i,j,k+1}^{n+1/2} - H_y|_{i,j,k}^{n+1/2})$$

$$E_y|_{i,j,k}^{n+1} = E_y|_{i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta z} (H_x|_{i,j,k+1}^{n+1/2} - H_x|_{i,j,k}^{n+1/2}) - \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta x} (H_z|_{i+1,j,k}^{n+1/2} - H_z|_{i,j,k}^{n+1/2})$$

$$E_z|_{i,j,k}^{n+1} = E_z|_{i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta x} (H_y|_{i+1,j,k}^{n+1/2} - H_y|_{i,j,k}^{n+1/2}) - \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta y} (H_x|_{i,j+1,k}^{n+1/2} - H_x|_{i,j,k}^{n+1/2})$$

ในสมการเหล่านี้เป็นฟังก์ชันของตำแหน่ง



รูปที่ 2 ตำแหน่งและชั้นเวลาที่ใช้คำนวณ E และ H

ชั้นเวลาที่มากที่สุดถูกจำกัดโดยความเร็วของสมการไฟไนท์-ดิฟเฟอเรนซ์ [4] ซึ่งมีเงื่อนไขเป็น

$$\Delta t \leq \frac{1}{c} \sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}} \quad (9)$$

เมื่อ c คือความเร็วของแสง

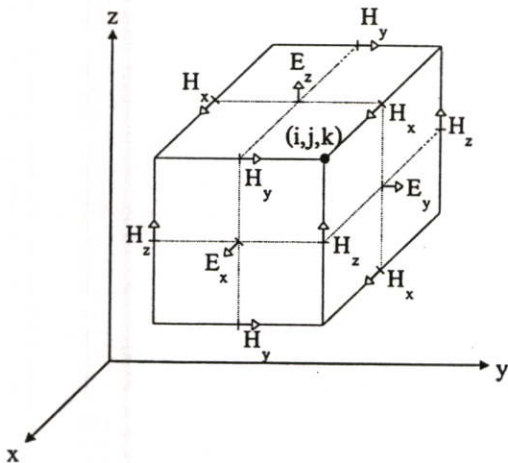
ข้อจำกัดของการคำนวณด้วยวิธี FD-TD โดยใช้คอมพิวเตอร์คือ เมื่อสนามเดินทางไปถึงขอบเขตที่เราจำกัดไว้บนทิศ x, y และ z สมการดิฟเฟอเรนซ์ไม่สามารถหาค่าส่วนประกอบสนามที่สัมผัสขอบเขตภายนอกได้ จะเกิดการสะท้อนกลับระหว่างบริเวณขอบเขตที่เราจำกัดไว้กับขอบเขตภายนอกของสนามที่สัมผัสกับขอบเขตนั้น ซึ่งทำให้เกิดค่าผิดพลาดขึ้นในบริเวณที่เรากำลังพิจารณาอยู่

เพื่อที่จะกำจัด หรือทำให้สนามเกิดการสะท้อนกลับที่บริเวณขอบเขตที่จำกัดไว้ให้น้อยลง จะทำการวิเคราะห์สนามในหนึ่งมิติ ในทิศทาง y ซึ่งได้สมการคลื่นหนึ่งมิติที่เป็นการประมาณเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของเมอร์ (Mur) [5] เป็น

$$\left( \frac{\partial}{\partial y} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t} \right) E_{\text{in}} = 0 \quad (10)$$

เมื่อ v เป็นความเร็วของคลื่นในตัวกลาง

จากสมการที่ (10) สามารถทำให้เป็นดิฟเฟอเรนเชียลได้โดยใช้เพียง



รูปที่ 1 ตำแหน่งของสนามในหน่วยเซลล์ FD-TD

ชั้นเวลาที่แตกต่างกันครั้งหนึ่งแสดงให้เห็นว่าจะทำการคำนวณ E และ H สลับกัน ซึ่งเรียกว่า กระบวนการขั้นเวลาลิฟฟรอก (leapfrog time-stepping process) ตำแหน่งและชั้นเวลาที่ใช้คำนวณ E และ H แสดงในรูปที่ 2 และค่าของสภาพยอมกับค่าของความซึมซาบได้

ส่วนประกอบของสนามเคียว ดังนั้น จะได้สมการดิฟเฟอเรนเชียลสำหรับ  
เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของเมอร์เป็น

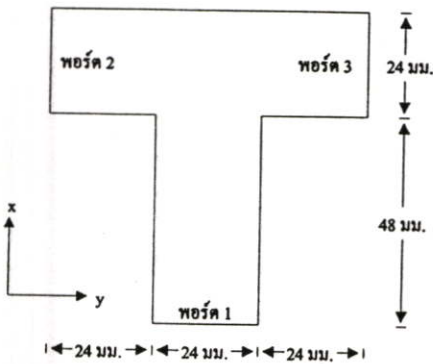
$$E_0^{n+1} = E_1^n + \frac{c\Delta t - \Delta y}{c\Delta t + \Delta y} (E_1^{n+1} - E_0^n) \quad (11)$$

โดยที่  $E_0$  คือ สนามสัมผัสที่อยู่บนขอบเขตที่เราจำกัดไว้ และ  $E_1$  คือ  
สนามสัมผัสที่อยู่ในขอบเขตที่เราจำกัดไว้ ซึ่งในทิศทางอื่นก็จะใช้หลัก  
พิจารณาในทำนองเดียวกัน

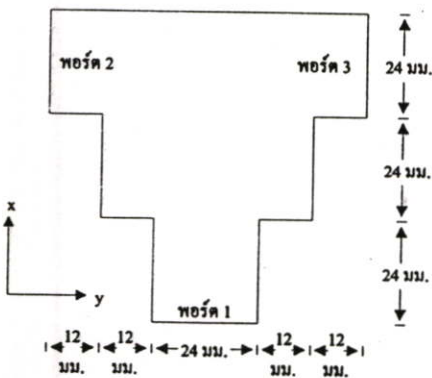
การดูดกลืนยิ่งยวด [6] เป็นวิธีที่สามารถใช้กับเงื่อนไขขอบเขตการ  
ดูดกลืน และช่วยทำให้ลดค่าผิดพลาดเชิงตัวเลขที่เกิดขึ้นของการสะท้อน  
ที่เกิดจากเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน

### 3. ผลเชิงตัวเลข

ในการวิเคราะห์จะแบ่งออกเป็นสองส่วน คือ ส่วนแรก ทำการ  
วิเคราะห์ท่อนำคลื่นแบบข้อต่อที่ในระนาบ H มีโครงสร้างแสดงใน  
รูปที่ 3 และส่วนที่สอง ทำการวิเคราะห์ท่อนำคลื่นแบบข้อต่อที่ทับใน  
ระนาบ H มีโครงสร้างดังแสดงในรูปที่ 4 โดยทั้งสองส่วนนี้ ได้ใช้ตัว  
กระตุ้นเป็นสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 10 GHz ที่พอร์ต 1 ในการคำนวณใช้



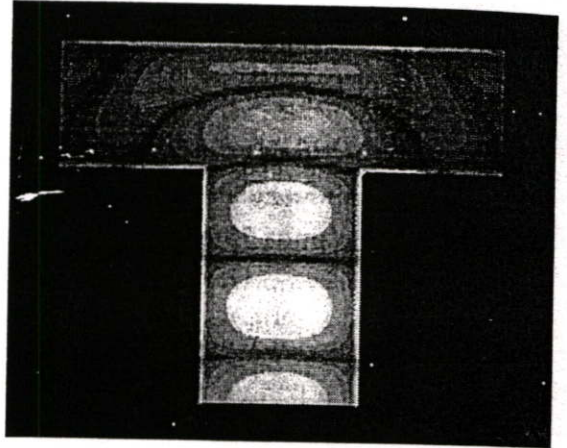
รูปที่ 3 ขนาดของท่อนำคลื่นแบบข้อต่อที่ในระนาบ H



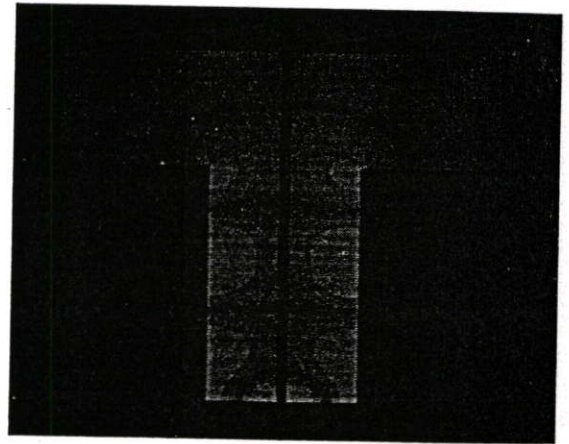
รูปที่ 4 ขนาดของท่อนำคลื่นแบบข้อต่อที่ทับในระนาบ H

ขนาดกริด  $\Delta x = 1.0$  มม.  $\Delta y = 1.0$  มม. ขึ้นเวลา  $\Delta t = 1.67 \times 10^{-12}$  วินาที  
ขอบเขตที่วิเคราะห์มีขนาด  $88 \times 88$  กริด และใช้การดูดกลืนยิ่งยวดอันดับ  
ที่หนึ่งของเมอร์วางไว้ที่ปลายของท่อนำคลื่น

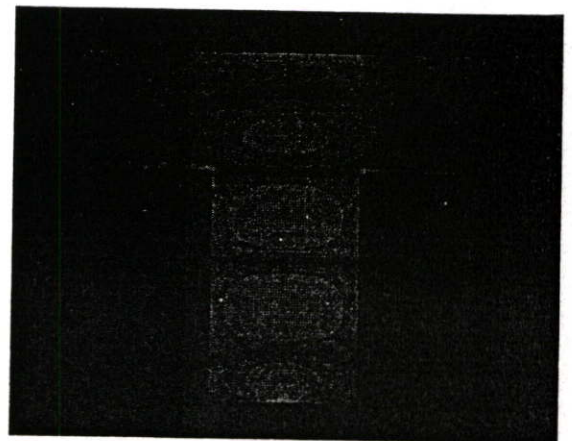
ขนาดของท่อนำคลื่นที่ใช้วิเคราะห์ ทำให้เกิดแบบแผนคลื่น  
 $TE_{10}$  ที่พอร์ต 1 และที่ข้อต่อทำให้เกิดเพียงแบบแผนคลื่น  $TE_{10}$  ที่ความถี่



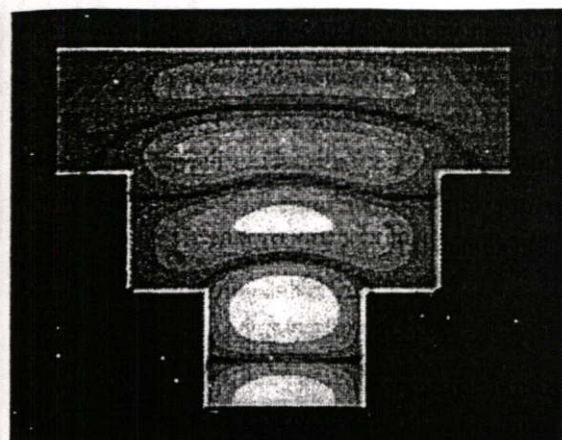
รูปที่ 5 กำลังการแผ่กระจายของสนาม  $e_z$



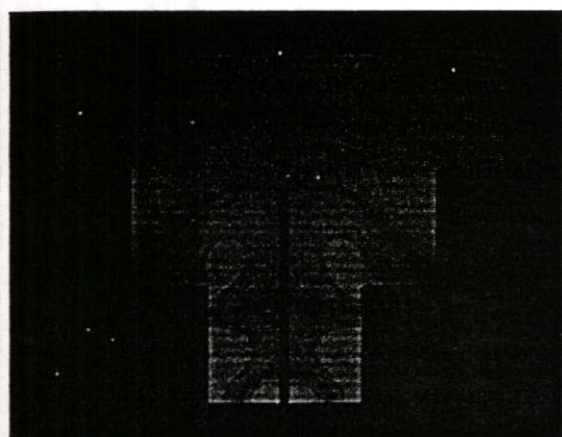
รูปที่ 6 กำลังการแผ่กระจายของสนาม  $h_x$



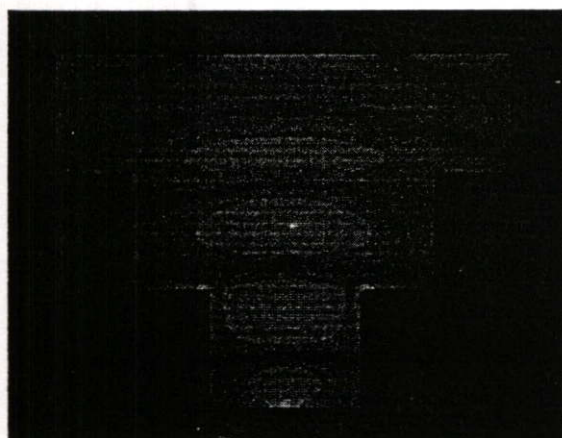
รูปที่ 7 กำลังการแผ่กระจายของสนาม  $h_y$



รูปที่ 8 กำลังการแผ่กระจายของสนาม  $e_z$



รูปที่ 9 กำลังการแผ่กระจายของสนาม  $h_x$



รูปที่ 10 กำลังการแผ่กระจายของสนาม  $h_y$

GHz (เมื่อ  $m$  เป็นเลขจำนวนเต็มบวก) ดังนั้น จึงมีส่วนประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งหมดเพียง  $e_z$ ,  $h_x$  และ  $h_y$  เท่านั้น (ใช้อักษรตัวเล็กแทนสนามที่เป็นฟังก์ชันของเวลา) กำลังการแผ่กระจายของส่วนประกอบของสนามทั้งสามในชั้นเวลาที่ 174 แสดงไว้ในรูปที่ 5 - 10 โดยรูปที่ 5 - 7 เป็นของท่อนำคลื่นแบบข้อต่อที่ในระนาบ H และ รูปที่

8 - 10 เป็นของท่อนำคลื่นแบบข้อต่อที่ทับในระนาบ H เมื่อ  $h_y$  เป็นสนามแม่เหล็กในแนวตั้งขวางกับพอร์ตที่ 1 แต่อยู่ในแนวแกนของพอร์ตที่ 2 และ 3 เนื่องจากข้อต่อหมุนไป 90 องศา ในทำนองเดียวกัน  $h_x$  เป็นสนามแม่เหล็กในแนวตั้งขวางกับพอร์ตที่ 2 และ 3 แต่อยู่ในแนวแกนของพอร์ตที่ 1 จากรูปที่ 5-10 จะเห็นได้ว่าเหมือนกับรูปที่อยู่ในหนังสือเรียนเกี่ยวกับสนามแม่เหล็กไฟฟ้า และคลื่นในท่อนำคลื่นทั่วไป

#### 4. สรุป

บทความนี้ ได้กล่าวถึงการนำวิธี FD-TD มาใช้ในการวิเคราะห์การแผ่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในท่อนำคลื่นแบบไม่สม่ำเสมอ ซึ่งได้เสนอผลการวิเคราะห์คลื่นในท่อนำคลื่นแบบข้อต่อที่ในระนาบ H และข้อต่อที่ทับในระนาบ H จะสังเกตได้ว่า วิธี FD-TD เป็นวิธีที่สามารถใช้วิเคราะห์ท่อนำคลื่นแบบไม่สม่ำเสมอได้สะดวกรวดเร็ว ไม่ยุ่งยากเหมือนวิธีอื่น นอกจากนี้ยังสามารถรู้ถึงการแผ่กระจายของคลื่นในแต่ละชั้นเวลา ดังนั้น วิธี FD-TD จึงเป็นวิธีที่เป็นประโยชน์และเหมาะสมที่สุดในการออกแบบ หรือแก้ไขโครงสร้างของท่อนำคลื่นที่มีโครงสร้างที่ซับซ้อนให้มีคุณสมบัติยิ่งขึ้น

#### เอกสารอ้างอิง

- [1] K. S. Yee, "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, AP-14, 4, 1966, pp. 302-307.
- [2] M. DePourcq, "Field and Power-Density Calculations in Closed Microwave Systems by Three-Dimensional Finite Differences", IEEE Proceedings, 132H, 6, 1985, pp. 360-368.
- [3] A. Taflove, "Review of the Formulation and Applications of the Finite-Difference Time-Domain Method for Numerical Modeling of Electromagnetic wave interactions with arbitrary structures", Wave Motion, 10, 6, 1988, pp. 547-582.
- [4] A. Taflove and M. E. Brodwin, "Numerical Solution of Steady-State Electromagnetic Scattering Problems Using the Time-Dependent Maxwell's Equation", IEEE transactions on Microwave Theory Techniques, MTT-23, 8, 1975, pp. 623-630.
- [5] G. Mur, "Absorbing Boundary Conditions for the Finite-Difference Approximation of the Time-Domain Electromagnetic-Field Equations", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 4, 1981, pp. 377-382.
- [6] K. K. Mai, and J. Fang, "Superabsorption - A Method to Improve Absorbing Boundary Conditions", IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. 40, 1992, pp. 1001-1010.



ขอรับรองว่าผลงานวิจัย

เรื่อง

การศึกษาความเที่ยงตรงของเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน  
แบบชั้นแมตซ์สมบูรณ์ ในวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมจำกัดโดเมนเวลา

โดย

พิชญ์ สุพรรณกุล มนต์ชัย แซ่มซ้อย ธีรพล สุทธิพันธ์ สถาพร พรหมวงศ์  
และ ประกิจ ตั้งติสานนท์

ได้ผ่านการพิจารณาจากคณะกรรมการผู้ทรงคุณวุฒิและได้นำเสนอในการประชุมทางวิชาการ  
ของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38 สาขาวิศวกรรมศาสตร์  
ระหว่างวันที่ 1 - 4 กุมภาพันธ์ 2543

*(Signature)*

(ศาสตราจารย์ ต่อกุล กาญจนาลัย)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ

ประธานคณะกรรมการดำเนินการจัดการประชุมทางวิชาการ ครั้งที่ 38

การศึกษาความเที่ยงตรงของเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบชั้นแมตซ์สมบูรณ์  
ในวิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดโดเมนเวลา

Study of accurate perfectly match layer absorbing boundary condition  
in finite-difference time-domain method

พิชญ สุพรรณกุล<sup>1</sup>, มนต์ชัย ช่มช้อย<sup>1</sup>, ณัฐพล สุทธินนท์<sup>1</sup>, สถาพร พรหมวงศ์<sup>1</sup> และ ประกิจ ตั้งติสานนท์<sup>1</sup>  
Pichaya Supanakoon<sup>1</sup>, Monchai Chamchoy<sup>1</sup>, Nattapon Suttinon<sup>1</sup>, Sathaporn Promwong<sup>1</sup> Prakrit Tangtisanon<sup>1</sup>

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้ศึกษาความเที่ยงตรงของเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบชั้นแมตซ์สมบูรณ์ (PML ABC) ในวิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดโดเมนเวลา (Finite-Difference Time-Domain: FD-TD) สองมิติ โดยได้แสดงค่าผิดพลาดวงกว้าง (Global error) ของ PML ABC ที่ใช้ตัวร่วมการสะท้อน (Reflection factor) ที่มุมศูนย์องศา ( $R(0)$ ) และอันดับการแบ่ง PML ( $N$ ) แบบต่าง ๆ โดยได้ทำการศึกษา PML ที่หนา 4, 8, และ 16 เซลล์ และท้ายสุด ได้พิจารณาหาค่า  $R(0)$  และ  $N$  ที่ทำให้เกิดค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุดในแต่ละความหนาเซลล์ PML

ABSTRACT

In this paper, study of accurate perfectly matched layer absorbing boundary condition (PML ABC) in two-dimensional finite-difference time-domain (FD-TD) is presented. The global error for several reflection factor at zeros degree ( $R(0)$ ) and order of graded PML loss ( $N$ ) are presented. PML 4, 8, and 16 cells thick are studied. Finally,  $R(0)$  and  $N$  are determined for minimum error at each cell thick PML.

<sup>1</sup> ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม, คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
Department of Ind. Tech., Faculty of Eng., King Mongkut Institute of Technology Ladkrabang

## คำนำ

วิธี FD-TD เป็นวิธีประมวลผลเชิงตัวเลขในโดเมนของเวลา นิยมใช้สำหรับวิเคราะห์ทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่คิดค้นโดย Yee (1966) ซึ่งเป็นวิธีที่ง่าย และสะดวกในการแก้ปัญหาอนุพันธ์ของสมการแมกซ์เวลล์ โดยใช้คอมพิวเตอร์ช่วยในการคำนวณ ในการวิเคราะห์ในสองมิติ จะนิยมใช้วิเคราะห์ที่ค่อนข้างแบบต่าง ๆ รวมทั้งสายอากาศแบบปากแตร ซึ่งผลที่ได้จากการวิเคราะห์ที่มีค่าสอดคล้องกับผลที่ได้จากการวัดเป็นอย่างดี (Daniel และคณะ, 1991) ในการคำนวณในสองมิตินี้ยังสามารถคำนวณโดยใช้เครื่องมือโครคอมพิวเตอร์ได้ เนื่องจากมีความต้องการใช้หน่วยความจำน้อย แต่วิธี FD-TD ยังมีข้อจำกัดอยู่อย่างหนึ่งคือ เมื่อสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเดินทางไปถึงขอบของโดเมนที่เราจำกัดไว้ สมการผลต่างสืบเนื่องไม่สามารถหาค่าส่วนประกอบสนามที่สัมผัสขอบโดเมนภายนอกได้ จะทำให้เกิดการสะท้อนกลับเข้ามาในโดเมนการคำนวณ ซึ่งทำให้เกิดค่าผิดพลาดขึ้นในบริเวณที่เรากำลังพิจารณาอยู่

เพื่อที่จะกำจัด หรือทำให้สนามเกิดการสะท้อนกลับที่บริเวณขอบเขตที่จำกัดไว้ให้น้อยลง จึงได้มีการวิจัยคิดค้น ABC ขึ้นมา และได้มีการพัฒนา ABC ให้มีคุณสมบัติที่ดีขึ้นอย่างต่อเนื่อง ดังที่ได้นำเสนอโดย Engquist และคณะ (1977), Mur (1981), Trefethen และคณะ (1986), Higdon (1986) และ Mai และคณะ (1992) จนถึงปัจจุบัน Berenger (1994) ได้คิดค้น ABC แบบ PML ที่ใช้ในวิธี FD-TD สองมิติ ซึ่งเป็น ABC ที่นิยมใช้มากที่สุด เนื่องจากสามารถลดการสะท้อนที่ ABC ได้ถึง 40 dB ทำให้มีค่าผิดพลาดเกิดขึ้นน้อยกว่า ABC แบบเดิมมาก

บทความนี้ได้ศึกษาความเที่ยงตรงของ PML ABC โดยได้ทำการพิจารณาพารามิเตอร์ที่สำคัญอยู่สองพารามิเตอร์ คือ ตัวร่วมการสะท้อนที่มุมศูนย์องศา ( $R(0)$ ) และอันดับการแบ่ง PML ( $N$ ) ซึ่งยังไม่ได้มีการสรุปให้แน่ชัดว่าในแต่ละความหนาเซลล์ PML ควรจะใช้ค่าพารามิเตอร์เหล่านี้เท่าใด และยังไม่เคยมีการศึกษาหาความเที่ยงตรงของ PML ABC ที่วิเคราะห์โดยใช้เครื่องมือโครคอมพิวเตอร์ ซึ่งในการวิเคราะห์โดยใช้เครื่องมือโครคอมพิวเตอร์จะทำให้เกิดค่าผิดพลาดต่างจากการวิเคราะห์โดยใช้เครื่องซูเปอร์คอมพิวเตอร์ เนื่องจากมีจำนวนทศนิยมของแต่ละตัวแปรในการวิเคราะห์น้อยกว่า ในบทความนี้จะใช้ค่าผิดพลาดวงกว้างเป็นตัวกำหนดความเที่ยงตรงของ PML ABC และจะทำการพิจารณาหาค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ที่เหมาะสมสำหรับ PML ABC แบบ 4, 8, และ 16 เซลล์

## อุปกรณ์และวิธีการ

แนวความคิดของ PML ABC จะพิจารณาการแก้ไขการแบ่งสนามของสมการแมกซ์เวลล์ บทความนี้จะทำการวิเคราะห์ในกรณีแบบแผนคลื่น TM ซึ่งจะได้สมการของแมกซ์เวลล์เป็น

$$\mu_0 \frac{\partial H_x}{\partial t} + \sigma' H_x = -\frac{\partial E_z}{\partial y} \quad (1)$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_y}{\partial t} + \sigma' H_y = \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (2)$$

$$\varepsilon_0 \frac{\partial E_z}{\partial t} + \sigma E_z = \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \quad (3)$$

เมื่อ  $\epsilon_0$  และ  $\mu_0$  เป็นสภาพยอม (permittivity) และความซำบซึ่มได้ (permeability) ในอวกาศว่าง (free space) ตามลำดับ ส่วน  $\sigma$  และ  $\sigma^*$  แสดงถึงสภาพนำไฟฟ้า (electric conductivity) และความสูญเสียทางแม่เหล็ก (magnetic loss) ในอวกาศว่างตามลำดับ ซึ่งจะต้องเป็นไปตามเงื่อนไข

$$\frac{\sigma}{\epsilon_0} = \frac{\sigma^*}{\mu_0} \quad (4)$$

เทคนิค PML ABC สำหรับแบบแผนคลื่น TM จะทำการแบ่ง  $E_z$  ออกเป็นสองส่วนประกอบย่อย โดยที่จะกำหนดให้เป็น  $E_x$  และ  $E_y$  ดังนั้น สมการของแมกซ์เวลล์จะกลายเป็น

$$\mu_0 \frac{\partial H_x}{\partial t} + \sigma^*_y H_x = -\frac{\partial(E_x + E_y)}{\partial y} \quad (5)$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_y}{\partial t} + \sigma^*_x H_y = \frac{\partial(E_x + E_y)}{\partial x} \quad (6)$$

$$\epsilon_0 \frac{\partial E_x}{\partial t} + \sigma_x E_x = \frac{\partial H_y}{\partial x} \quad (7)$$

$$\epsilon_0 \frac{\partial E_y}{\partial t} + \sigma_y E_y = -\frac{\partial H_x}{\partial y} \quad (8)$$

เมื่อ  $\sigma_x$  และ  $\sigma_y$  แสดงถึงสภาพนำไฟฟ้าในทิศทาง  $x$  และ  $y$  ตามลำดับ ส่วน  $\sigma^*_x$  และ  $\sigma^*_y$  แสดงถึงความสูญเสียทางแม่เหล็กในทิศทาง  $x$  และ  $y$  ตามลำดับ

การแบ่ง PML จะกำหนดให้มีการเพิ่มขึ้นเป็นฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียลตามความลึก  $\rho$  ภายในแต่ละ PML ซึ่งจะมีรูปแบบเป็น

$$\sigma(\rho) = \rho_{\max} (\rho/\delta)^N \quad (9)$$

เมื่อ  $\delta$  เป็นความหนาของ PML และ  $\sigma$  เป็นทั้ง  $\sigma_x$  และ  $\sigma_y$  ส่วน  $N$  เป็นอันดับการเพิ่มขึ้นของ  $\sigma$  ซึ่งจะได้ตัวร่วมการสะท้อนที่มุมศูนย์องศาเป็น

$$R(0) = e^{-2\sigma_{\max} \delta / (N+1) \epsilon_0 c} \quad (10)$$

บริเวณกริดที่เป็น PML จะมีผนังตัวนำสมบูรณ์ (perfect conductor wall) อยู่ที่ด้านหลังสุด ส่วนทางด้านซ้ายและขวาของกริด ( $x_{\min}$  และ  $x_{\max}$ ) PML จะมี  $\sigma_x = \sigma^*_x$  แมตซ์ตาม (4) โดยที่  $\sigma_y = \sigma^*_y = 0$  เพื่อไม่ให้เกิดการสะท้อนระหว่างเซลล์ของ PML ในทำนองเดียวกัน ที่ด้านล่างและด้านบนของกริด ( $y_{\min}$  และ  $y_{\max}$ ) PML จะมี  $\sigma_y = \sigma^*_y$  แมตซ์ตาม (4) โดยที่  $\sigma_x = \sigma^*_x = 0$  และที่มุมทั้งสี่ของกริดจะเป็นการซ้อนกันของสอง PML ซึ่งจะมีทั้ง  $\sigma_x$ ,  $\sigma_y$ ,  $\sigma^*_x$ , และ  $\sigma^*_y$  โดยที่โครงสร้างของกริด FD-TD สองมิติที่มี PML ABC แสดงในรูปที่ 1

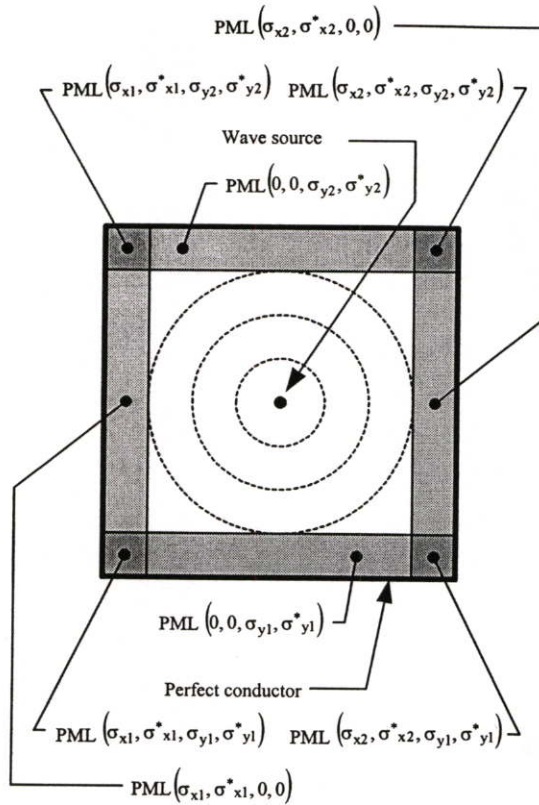


Figure 1 Structure of a two-dimensional FD-TD grid having the PML ABC.

### ผลการทดลองและวิจารณ์

ในการทดลองนี้จะทำการวัดค่าผิดพลาดที่เกิดจาก PML ABC โดยใช้คลื่นพัลส์แพร่กระจายผ่านขอบเขต PML ABC รูปที่ 2 แสดงสองโดเมน FD-TD ที่ใช้ในการทดลอง ซึ่งประกอบไปด้วยโดเมนทดสอบ ( $D_T$ ) มีขนาด  $100 \times 50$  เซลล์ และโดเมนเปรียบเทียบกับ ( $D_R$ ) ซึ่งเป็นโดเมนที่ใหญ่กว่า ในการทดลองมีขนาด  $130 \times 130$  เซลล์ แต่ละโดเมนจะใช้แนวความคิดการทำขั้นเวลาแบบแผนคลื่น TM สองมิติ โดยที่โดเมนทดสอบจะอยู่ในโดเมนเปรียบเทียบกับ และมีขนาดกริดเท่ากัน ดังนั้น แต่ละส่วนประกอบสนามในโดเมนทดสอบจะตรงกับส่วนประกอบสนามในโดเมนเปรียบเทียบกับ ซึ่งโดเมนเปรียบเทียบกับจะจำลองการทำงานที่เที่ยงตรงในอุดมคติของ PML ABC โดยจะแสดงเป็นกริดที่ใหญ่ถึงอนันต์ในระหว่างการทดสอบ PML ABC บนกริดทดสอบ

ในการทดสอบ จะกระตุ้นด้วยพัลส์ที่ตำแหน่งศูนย์กลางของโดเมนทดสอบ และออกแบบให้อยู่ที่ศูนย์กลางของโดเมนเปรียบเทียบกับ ดังนั้น พัลส์ที่ออกไปจะเกิดขึ้นพร้อมกันทั้งสองโดเมน จนกระทั่งเวลาเพิ่มขึ้นจนถึงจุดที่คลื่นมีการกระทำกับ PML ABC ที่ขอบเขตภายนอกของโดเมนทดสอบ และจะทำให้เกิดการสะท้อนขึ้นที่ขอบเขตนี้ ทำให้มีค่าสนามแตกต่างกับสนามในโดเมนเปรียบเทียบกับ ซึ่งจะสามารถวัดค่าการสะท้อนหรือค่าผิดพลาดของสนามได้ในแต่ละตำแหน่งและแต่ละขั้นเวลา

ค่าผิดพลาดวงกว้างที่ขั้นเวลาใด ๆ ภายในโดเมนทดสอบหาได้จาก (Moore และคณะ, 1988)

$$e_{global}^n = \sum_i \sum_j |E_{z,T}|_{i,j}^n - E_{z,R}|_{i,j}^n|^2 \quad (11)$$

เมื่อ  $E_{z,r}$  และ  $E_{z,x}$  เป็นสนามไฟฟ้าที่ทำการคำนวณภายในโดเมนทดสอบและโดเมนเปรียบเทียบตามลำดับ ค่าผิดพลาดนี้จะเป็นหน่วยของพลังงาน (จูล) ซึ่งหมายถึงค่าผิดพลาดของพลังงานทั้งหมดภายในโดเมนทดสอบ

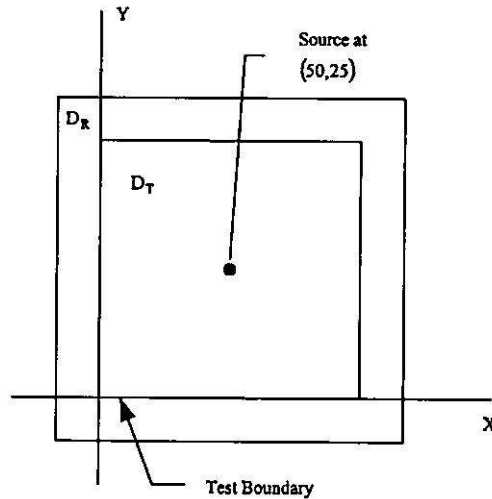


Figure 2 Test and reference computational domain.

พัลส์ที่ใช้เป็นตัวกระตุ้นแสดงในรูปที่ 3 ซึ่งเป็นพัลส์แบบราบเรียบ (Kriegsmann และคณะ, 1986) มีจุดยอดที่ชั้นเวลา  $n=20$  โดยมีค่าเท่ากับ 1.0 การกระตุ้นพัลส์กำหนดให้เป็นแหล่งกำเนิดตายตัว มีตำแหน่งอยู่ที่ (50,25) ในโดเมนทดสอบ โดยที่พัลส์มีสมการเป็น

$$E_{z,r}|_{50,50} = \begin{cases} \frac{1}{32} \left[ 10 - 15 \cos(2\pi \cdot 10^9 n\Delta t) + 6 \cos(4\pi \cdot 10^9 n\Delta t) - \cos(6\pi \cdot 10^9 n\Delta t) \right] & n\Delta t \leq 10^{-9} \\ 0 & n\Delta t > 10^{-9} \end{cases} \quad (12)$$

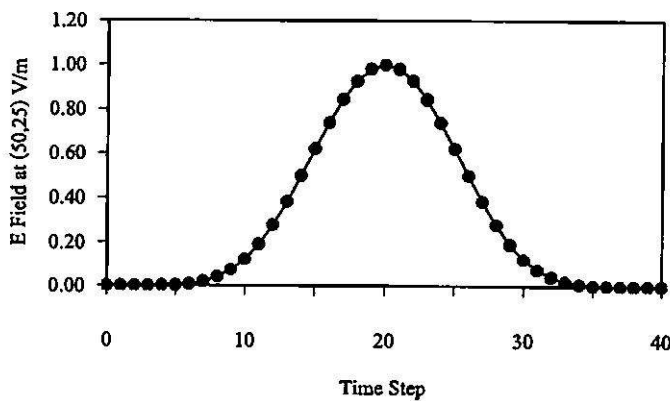


Figure 3 Cylindrical or spherical wave source.

ในการทดสอบทั้งสองโดเมน จะใช้ขั้นเวลา  $\Delta t = 2.5 \times 10^{-11}$  วินาที และ  $\Delta = \Delta x = \Delta y = 2c\Delta t$  ซึ่งจะทำให้การทดสอบ PML ABC แบบ 4, 8, และ 16 เซลล์ โดยจะทำการศึกษาผลกระทบของพารามิเตอร์  $R(0)$  และ  $N$  ที่มีต่อความเที่ยงตรงของ PML ABC และลักษณะของการแบ่งเซลล์จะแบ่งให้อยู่ในรูปของฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียลดังแสดงในสมการ (9) โดยจะทำการหาค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ที่ทำให้เกิดค่าผิดพลาดดวงคว้างน้อยที่สุด และได้ทำการทดสอบโดยใช้เครื่องมือโครคอมพิวเตอร์ เนื่องจาก การวิเคราะห์โดยใช้วิธี FD-TD สองมิติจะนิยมวิเคราะห์ในเครื่องมือโครคอมพิวเตอร์ เพราะใช้หน่วยความจำไม่มากนัก ดังนั้น ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ได้จากการทดสอบนี้จะเป็นค่าที่เหมาะสมสำหรับการวิเคราะห์ด้วยวิธี FD-TD สองมิติโดยใช้เครื่องมือโครคอมพิวเตอร์เท่านั้น ในการทดลองนี้จะทำการปรับเปลี่ยนค่า  $N$  ให้อยู่ในช่วง 1 ถึง 10 และค่า  $R(0)$  ให้อยู่ในช่วง  $1.0 \times 10^{-1}$  ถึง  $1.0 \times 10^{-10}$

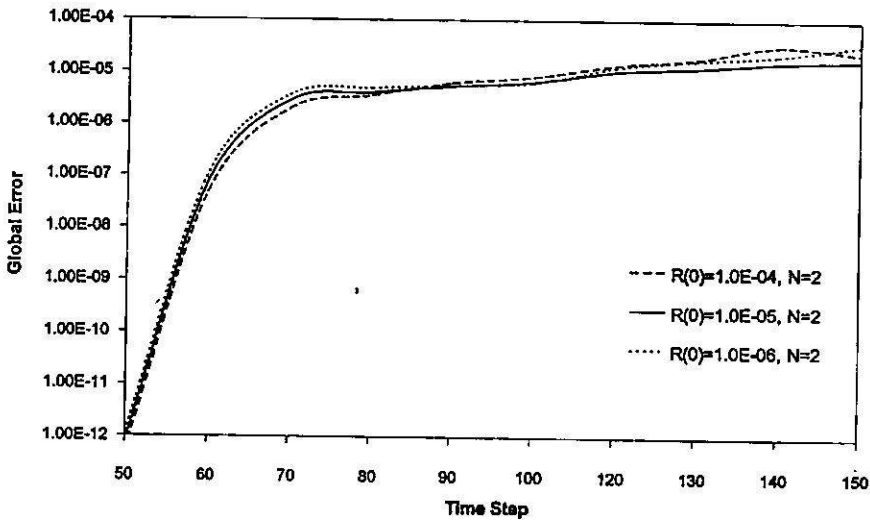


Figure 4 Global error for 4-cell-thick PML ABC.

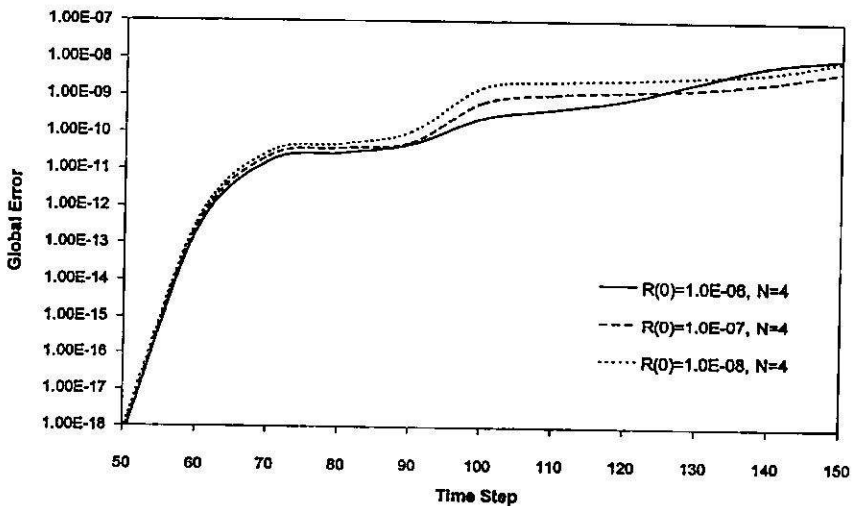


Figure 5 Global error for 8-cell-thick PML ABC.

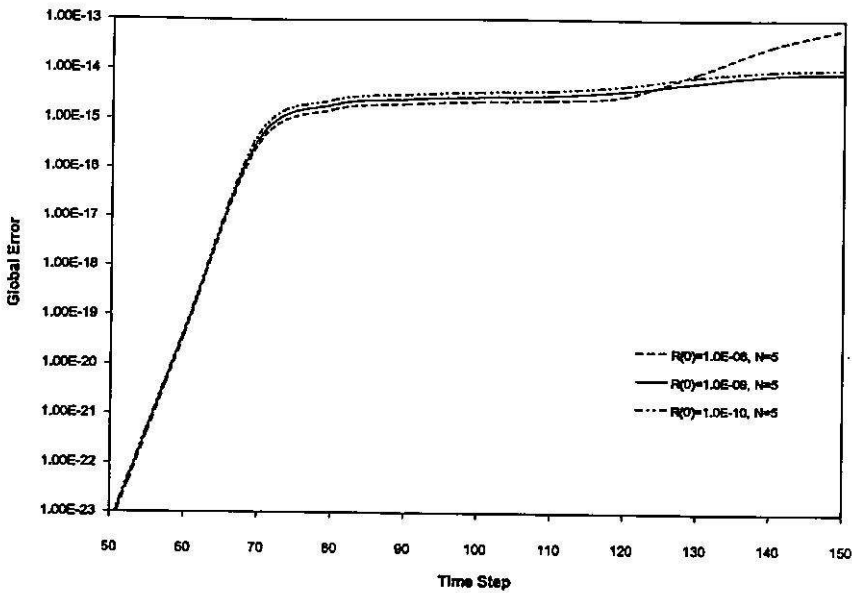


Figure 6 Global error for 16-cell-thick PML ABC.

ในการทดสอบแรก เป็นการทดสอบ PML ABC แบบ 4 เซลล์ รูปที่ 4 แสดงกราฟของค่าพารามิเตอร์ที่แตกต่างกันสามค่า ซึ่งทำให้เกิดค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุด จะพบว่าพารามิเตอร์  $N$  ที่เหมาะสมมีค่าเท่ากับ 2 และ  $R(0)$  เป็น  $1 \times 10^{-8}$  ซึ่งจะทำให้มีค่าผิดพลาดวงกว้างเกิดขึ้นที่ชั้นเวลา 150 ประมาณ  $1.8 \times 10^{-5}$  จูล

ในการทดสอบที่สอง เป็นการทดสอบ PML ABC แบบ 8 เซลล์ รูปที่ 5 แสดงกราฟของค่าพารามิเตอร์ที่แตกต่างกันสามค่า ซึ่งทำให้เกิดค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุด จะพบว่าพารามิเตอร์  $N$  ที่เหมาะสมมีค่าเท่ากับ 4 และ  $R(0)$  เป็น  $1 \times 10^{-7}$  ซึ่งจะทำให้มีค่าผิดพลาดวงกว้างเกิดขึ้นที่ชั้นเวลา 150 ประมาณ  $4.8 \times 10^{-9}$  จูล

ในการทดสอบสุดท้าย เป็นการทดสอบ PML ABC แบบ 16 เซลล์ รูปที่ 6 แสดงกราฟของค่าพารามิเตอร์ที่แตกต่างกันสามค่า ซึ่งทำให้เกิดค่าผิดพลาดวงกว้างน้อยที่สุด จะพบว่าพารามิเตอร์  $N$  ที่เหมาะสมมีค่าเท่ากับ 5 และ  $R(0)$  เป็น  $1 \times 10^{-9}$  ซึ่งจะทำให้มีค่าผิดพลาดวงกว้างเกิดขึ้นที่ชั้นเวลา 150 ประมาณ  $8.9 \times 10^{-15}$  จูล

### สรุป

บทความนี้ได้ศึกษาความเที่ยงตรงของ PML ABC ได้ทำการทดสอบหาค่าพารามิเตอร์  $R(0)$  และ  $N$  ที่เหมาะสมใน PML ABC แบบ 4, 8, และ 16 เซลล์ โดยมีจุดมุ่งหมายเพื่อช่วยในการพิจารณาเลือกค่าพารามิเตอร์และจำนวนเซลล์ของ PML ให้เหมาะสมกับจุดประสงค์ในการวิเคราะห์ด้วยวิธี FD-TD สองมิติด้วยเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ ซึ่งจะทำให้สามารถใช้ PML ABC ได้อย่างมีประสิทธิภาพ และมีความเที่ยงตรงสูง

ผลที่ได้จากการทดสอบ สามารถสรุปได้ว่า ถ้าต้องการทำการวิเคราะห์ด้วยวิธี FD-TD สองมิติ ให้มีค่าผิดพลาดวงกว้างไม่เกิน  $10^{-4}$  จูล ควรใช้ PML ABC แบบ 4 เซลล์ โดยกำหนดให้  $R(0)$  และ  $N$  มีค่าเป็น  $1 \times 10^{-8}$  และ 2 ตามลำดับ ส่วน PML ABC แบบ 8 เซลล์ จะมีค่าผิดพลาดไม่เกิน  $10^{-9}$  จูล โดยกำหนดให้  $R(0)$  เป็น  $1 \times 10^{-7}$  และ  $N$  เป็น 4 ส่วนการวิเคราะห์ที่ต้องการความเที่ยงตรงสูง (ค่าผิดพลาดวงกว้างไม่เกิน  $10^{-14}$  จูล) ควรใช้ PML ABC แบบ 16 เซลล์ โดยกำหนดให้  $R(0)$  และ  $N$  มีค่าเป็น  $10^{-9}$  และ 5 ตามลำดับ

## เอกสารอ้างอิง

- K.S. Yee. 1966. Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*. 14 : 302-307.
- Daniel S. Katz, Melinda J. Piket-May, Allen Taflove and Korada R. Umashankar. 1991. FDTD Analysis of Electromagnetic Wave Radiation from Systems Containing Horn Antennas. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*. 39 : 1203-1212.
- Engquist, B., and A. Majda. 1977. Absorbing Boundary Conditions for The Numerical Simulation of Waves. *Mathematics of Computation*. 31 : 629-651.
- Mur, G. 1981. Absorbing Boundary Conditions for The Finite-Difference Approximation of The Time Domain Electromagnetic Field Equations. *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*. 23 : 377-382.
- Trefethen, L. N., and L. Halpern. 1986. Well-Posedness of One-Way Wave Equations and Absorbing Boundary Conditions. *Mathematics of Computation*. 47 : 421-435.
- Higdon, R. L. 1986. Absorbing Boundary Conditions for Difference Approximations to The Multi-Dimensional Wave Equation. *Mathematics of Computation*. 47 : 437-459.
- K. K. Mai, and J. Fang. 1992. Superabsorption – A Method to Improve Absorbing Boundary Conditions. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*. 40 : 1001-1010.
- Berenger, J.-P. 1994. A Perfectly Matched Layer for The Absorption of Electromagnetic Waves. *J. Computational Physics*. 114 : 185-200.
- Moore, T. G., J. G. Blaschak, A. Taflove, and G. A. Kriegsmann. 1988. Theory and Application of Radiation Boundary Operators. *IEEE Trans. Antennas and Propagation*. 36 : 1797-1812.
- Kriegsmann, G. A., A. N. Norris, and E. L. Reiss. 1986. Acoustic Pulse Scattering by Baffled Membranes. *J. Acoustic Society of America*. 79.

## ประวัติผู้เขียน

นายพิชญ สุพรรณกุล เกิดเมื่อวันที่ 21 มีนาคม 2519 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (โทรคมนาคม) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังปีการศึกษา 2541 มัธยมศึกษา (วิทย์-คณิต) จากโรงเรียนเตรียมอุดมศึกษาพัฒนาการ ปีการศึกษา 2537

### ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์นอกเหนือจากวิทยานิพนธ์

1. M. Chamchoy, P. Supanakoon, K. Laddahom, S. Promwong and P. Tangtisanon, "Numerical Analysis of Double Apertures Coupled Microstrip Patch Antenna," 22nd Electrical Engineering Conference, Dec. 2542, pp. 405-408.
2. ฌัญพล สุทธินนท์, พิชญ สุพรรณกุล, สถาพร พรหมวงศ์ และ ประกิจ ดั่งศิยานนท์, "การศึกษาคุณลักษณะการเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปกับสายส่งแบบไมโครสตริป โดยใช้วิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดโดเมนเวลา." การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38, กุมภาพันธ์ 2543.

### สถานที่ทำงาน

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

### ประสบการณ์ทำงาน

1 ปี

### ตำแหน่งหน้าที่การทำงานปัจจุบัน

ปี พ.ศ. 2541 เข้าทำงานเป็นพนักงานลูกจ้างชั่วคราว ตำแหน่งอาจารย์ สังกัดคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทบวงมหาวิทยาลัย จนถึงปัจจุบัน